

В. Я. БРУСКИН

НОМОГРАММЫ ДЛЯ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ



МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 793

В. Я. БРУСКИН

НОМОГРАММЫ
ДЛЯ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ





«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1972

6Ф2.9
Б 89
УДК 621.396.6,001.2

Редакционная коллегия:

Берг А. И., Борисов В. Г., Бурдейный Ф. И., Бурлянд В. А., Ванеев В. И., Геништа Е. Н., Жеребцов И. П., Канаева А. М., Корольков В. Г., Кренкель Э. Т., Куликовский А. А., Смирнов А. Д., Тарасов Ф. И., Шамшур В. И.

Брускин В. Я.

Б 89 Номограммы для радиолюбителей, М., «Энергия», 1972.

104 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека, вып. 793).

В книге содержатся около 100 номограмм по различным разделам электро- и радиотехники, пояснения к ним и дополнительные материалы, необходимые для практических расчетов.

Для лиц, впервые знакомящихся с номографией, даны объяснения основных понятий, правила пользования номограммами и примеры расчетов.

Книга предназначена для широкого круга читателей; начинающих и подготовленных радиолюбителей, учащихся, а также инженерно-технических работников.

3-4-5
296-71

6Ф2.9

ВИКТОР ЯКОВЛЕВИЧ БРУСКИН

НОМОГРАММЫ для радиолюбителей

Редактор Г. С. Гендин
Обложка художника А. А. Иванова
Технический редактор Н. В. Сергеев
Редактор издательства В. А. Абрамов
Корректор З. Б. Шлайфер

Сдано в набор 5/VII 1971 г. Подписано к печати 7/VIII 1972 г. Т-14014
Формат 84×108¹/₁₆. Бумага типографская № 2. Усл. печ. л. 10,92. Уч.-изд. л. 12,74.
Тираж 75 000 экз. доп. Цена 52 коп. Заказ 1553

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзован наб., 10.

Отпечатано с матриц на Чеховском полиграфкомбинате Главполиграфпрома
Государственного комитета Совета Министров СССР
по делам издательств полиграфии и книжной торговли.
г. Чехов, Московской области

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ

По легкости, быстроте и наглядности вычислений номограммы не имеют себе равных среди всех других математических методов.

Особенно большую экономию времени дают вычисления по номограммам нескольких однотипных задач, например при выборе вариантов или последовательном приближении.

Расчет, производимый по номограммам один раз, возможно, займет вначале не меньше времени, чем вычисления с помощью логарифмической линейки или таблиц. Однако достаточно самостоятельно решить один-два примера, чтобы разобраться в наименованиях шкал, размерностях величин и схеме пользования.

Несмотря на все свои достоинства, номограммы не получили еще, к сожалению достаточного распространения в области радиотехники и электроники. Это объясняется в первую очередь почти полным отсутствием литературы по номографии и сборников номограмм в этих областях. За последние 20 лет выпущен в свет один сборник номограмм по радиотехнике (1955 г.), ставший сейчас библиографической редкостью, и один по технике передачи СВЧ (1965 г.). Небольшое количество номограмм было опубликовано за те же годы в журнале «Радио» некоторых книгах и брошюрах «Массовой радиобиблиотеки», например, Г А Сницерев, Номограммы для расчета выходных трансформаторов, М.—Л., Госэнергоиздат, 1954, вып. 212.

В то же время следовало бы особенно стремиться к внедрению номографических расчетов в практику радиолюбителей, радиомастеров и радиотехников. Дело в том, что простые приемы работы с номограммами усваиваются несравненно легче правил вычислений по формулам, где необходимы перевод единиц в основные и операции с положительными и отрицательными степенями (резонансная частота колебательного контура, реактивное сопротивление емкости или индуктивности и многое другое).

Наличие под рукой у радиолюбителя сборника номограмм может не только привить ему вкус к прикидочным и проверочным расчетам элементов радиотехнических схем (вместо выбора «на глазок» или кропотливого подбора), но и помочь в развитии теоретических знаний, так как пояснения к номограммам представляют собой краткий справочник в соответствующей области.

В течение нескольких лет автором подбирались из отечественной и зарубежной литературы номограммы по всем разделам электро и радиотехники, транзисторам, измерениям и т п. Все они проверены, скорректированы и унифицированы (по начертанию, единицам измерений и схеме пользования); во многих случаях добавлены примеры расчетов Часть номограмм построена автором заново или впервые по наиболее надежным и многократно проверенным на практике формулам Так, например, номографический расчет силового трансформатора построен в отличие от широко распространенных формул и номограмм, завышающих сечение стали сердечника, по более точным формулам, дающим результат так называемых наименьших объема и массы. Насколько известно автору, впервые номографирован расчет выпрямителей на полупроводниковых диодах с учетом индуктивности рассеяния трансформатора.

Номограммы на рис. 3-13, 3-27 4-1 — 4-8 4-9, 4-13 — 4-16, 4-18, 4-21 4-22, 4-26, 5-7, 5-8, 5-20, 5-23, 6-23 рассчитаны и построены автором, а на рис. 3-19, 3-26, 3-28, 4-27, 4-28, 5-6, 5-10, 5-12, 5-25, 6-6 существенно переработаны

Автор не ставил задачу привести все номограммы в этой книге к одному виду хотя бо́льшая их часть относится к наиболее удобному для расчетов типу — номограммам с параллельными шкалами. Наоборот, знакомство с различными типами номограмм поможет читателю и в дальнейшем без труда пользоваться новыми номограммами, помещаемыми в литературе по радиоэлектронике

Автор приносит благодарность Н. А. Петрову за помощь в построении номограмм.

Автор

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

1-1. ПРИБЛИЖЕННЫЕ ВЫЧИСЛЕНИЯ

Опыт измерений в обыденной жизни, а также в практической электрорадиотехнике убеждает нас, что в подавляющем большинстве случаев нам необходимы результаты, которые содержат две-три значащие цифры. Нули в конце целого числа и начале десятичной дроби не являются значащими цифрами: например, в числе 2 400 значащие цифры 2 и 4, а в числе 0,0053 — 5 и 3. Если же нуль находится между другими цифрами, он также входит в число значащих: в числе 701 три значащие цифры. Площадь комнаты в квадратных метрах обычно округляют до целого числа без десятых долей; масса товара обозначается в килограммах и сотнях граммов, но единицы граммов всегда отсутствуют и т. д.

В электроизмерениях также совершенно закономерно округление результатов до ближайших «удобных» чисел. Так, например, напряжения, измеряемые на анодах ламп в радиоаппаратуре, округляются до десятков вольт (250 *в*), иногда даются с тремя знаками (246 *в*), но никогда с десятыми долями. Напряжение отрицательного смещения на управляющей сетке лампы или потенциалы на переходах транзистора обычно измеряют с точностью до десятых долей вольта (—2,6 *в*). Но результаты измерений также содержат не более трех знаков.

Точность измерений часто ограничивается несовершенством измерительных приборов: линейки, весов, вольтметра и пр., но даже при наличии более точного прибора дающего результат с пятью знаками (например, цифрового вольтметра), не только желательно, но и необходимо округлять результаты до числа с двумя-тремя значащими цифрами.

Необходимость ограничения количества знаков вытекает из следующих соображений:

1. Точность большинства расчетов в радиотехнике и электронике ограничивается разбросом характеристик радиоламп и полупроводниковых приборов, т. е. возможными отклонениями до 10—20% какого-либо параметра данной лампы (и еще большими у транзистора) от приводимых в справочниках усредненных значений.

2. Номиналы, т. е. величины, указанные заводом-изготовителем у большинства деталей радиосхем (постоянных и переменных резисторов, конденсаторов, магнитных сердечников и т. п.) имеют допуск ± (5—20) %, а иногда и более. Таким образом, фактические значения емкости и сопротивления у конденсаторов и резисторов могут заметно отклоняться от номинала как в бо́льшую, так и в меньшую сторону.

По этим причинам режимы и характеристики предварительно точно рассчитанного электронного или транзисторного устройства будут неизбежно отличаться от расчетных и потребуют экспериментального подбора элементов и регулировки, иногда незначительной, а в некоторых случаях весьма существенной. Поэтому рациональными являются расчеты с точностью порядка 5—10%, что в свою очередь ограничивает необходимое количество знаков в числах двумя или максимум тремя.

Те же соображения приводят к выводу, что графические расчеты (по графикам функций и номограммам), несмотря на кажущуюся неточность, наиболее целесообразны в практике радиолюбителя. Погрешность графических расчетов не превышает 10%, т. е. вполне допустима.

Всякие арифметические и алгебраические действия над очень большими или очень малыми числами трудны и часто приводят к значительным ошибкам. Поэтому во всех случаях, когда большое число имеет несколько нулей в целой части, а дробь — несколько нулей после запятой, применяется так называемый способ «счета нулей» и упрощенной записи чисел.

Кратко напомним действия над степенями[1].

Возведением в степень называется действие перемножения одинаковых сомножителей. Возвести в степень какое-либо число — значит умножить его само на себя столько раз, скольким единицам равен показатель степени:

$$10^3 = 10 \cdot 10 \cdot 10 = 1\,000; \ 0,1^3 = 0,1 \cdot 0,1 \cdot 0,1 = 0,001.$$

Основанием степени называется число, которое берется сомножителем (в наших примерах —10 и 0,1), показателем степени — количество сомножителей (3). Результат перемножения (возведения в степень) называется степенью (в нашем случае — 1 000 и 0,001).

Первая степень любого числа — это само число. Вторая степень называется квадратом числа, третья — кубом:

$$10^1 = 10; \ 10^2 = 100; \ 10^3 = 1\,000.$$

Кроме положительных показателей степени, широко употребляются и отрицательные, о которых, конечно, нельзя сказать, что они указывают количество сомножителей

Принято считать, что число (основание) в отрицательной степени равно единице, деленной на то же число в положительной степени:

$$10^{-2} = 1/10^2 = 1/100 = 0,01;$$

$$0,1^{-2} = 1/0,1^2 = 1/0,01 = 100.$$

На границе между отрицательными и положительными показателями степени находится нулевой показатель. По определению любое число в нулевой степени, кроме нуля, считается равным единице:

$$10^0 = 0,1^0 = 2^0 = 1.$$

[1] Для удобства изложения все примеры рассматриваются с основаниями 0,1 и 10.

В математике употребляются также и дробные показатели, обозначающие корень из какого-либо числа:

$$10^{\frac{1}{2}} = \sqrt{10}\,.$$

Очень важна для упрощения вычислений и обратная задача: представлять большие числа (для начала — единицу с несколькими нулями) в виде степеней числа 10 по рассмотренным выше правилам. Например, число 100 — это 10 в квадрате (10^2); $1\,000=10^3$; $1\,000\,000=10^6$ и т. д.

Таким же способом можно представить малые десятичные дроби (с единицей в конце) в виде степеней с основанием 0,1: $0{,}01=0{,}1^2$; $0{,}0001=0{,}1^4$ и т. д.

Из приведенных примеров легко заметить, что если основание равно 10 или 0,1, то *показатель степени равен количеству нулей после единицы в целых числах или числу нулей до единицы в дробях.*

Еще одно важное правило — перенос запятой заключается в следующем.

а) Из целого числа можно выделить множитель, равный степени 10 (10; 100; 1 000 и т. д.). В оставшемся числе запятую переносят **влево** на столько знаков, сколько нулей взято в выделенном множителе:

$5623{,}1=562{,}31\cdot10=56{,}231\cdot100=5{,}6231\cdot1\,000=0{,}56231\cdot10\,000$ и т. д. Если в конце целого числа имеются нули, то при выделении множителя они отбрасываются (переходят в множитель):

$7\,900=790\cdot10=79\cdot100=7{,}9\cdot1\,000=0{,}79\cdot10\,000$ и т. д.

Таким образом, любое число представляется в виде произведения двух чисел, одно из которых — степень 10. Так как число 100 может быть записано в виде 10^2; 1 000 — в виде 10^3 и т. д., мы получаем удобную для вычислений форму, например: $7{,}9\cdot10^3$ вместо 7 900.

б) Из десятичной дроби также может быть выделен множитель, равный степени 0,1 (0,1; 0,01; 0,001 и т. д.). Запятая при этом передвигается **вправо** на столько знаков, сколько нулей (включая нуль целых) перед единицей в выделенном множителе:

$0{,}00125=0{,}0125\cdot0{,}1=0{,}125\cdot0{,}01=1{,}25\cdot0{,}001=12{,}5\times0{,}0001$ и т. д. Так как число 0,1 может быть записано в виде $^1/_{10}$ или, что то же самое, 10^{-1}, а число $0{,}001={}^1/_{1\,000}=10^{-3}$ и т. д., то любая дробь также принимает форму, более удобную для вычислений, например: $0{,}00125=1{,}25\cdot10^{-3}$.

Передвигать запятую в случаях как целых, так и дробных чисел следует до получения одной-двух значащих цифр перед запятой ($7{,}9\cdot10^3$ или $79\cdot10^2$; $1{,}25\cdot10^{-3}$ или $12{,}5\cdot10^{-4}$). При делении можно оставлять в делимом и нуль целых, например: $0{,}79\cdot10^4$ или $0{,}125\cdot10^{-2}$. Если извлекается квадратный корень, это действие легче производить при четном показателе во втором сомножителе, например: $79\cdot10^2$ или $12{,}5\cdot10^{-4}$.

Все алгебраические действия производятся отдельно над каждой частью числа, представленного в указанной форме. Действия умножения и деления над вторыми частями чисел (степенями с основанием 10) заменяются сложением и вычитанием показателей степени, например: $18\,300\cdot175=18{,}3\cdot10^3\cdot1{,}75\cdot10^2\approx32\cdot10^{3+2}=32\cdot10^5$; $5\,620\cdot0{,}00125=5{,}62\cdot10^3\cdot1{,}25\cdot10^{-3}\approx7{,}02\times10^{3+(-3)}=7{,}02\cdot10^0\approx7$ (в последнем примере показатели степени +3 и −3 при сложении взаимно уничтожаются); $18\,300:175=18{,}3\cdot10^3:1{,}75\cdot10^2\approx10{,}5\cdot10^{3-2}=10{,}5\times10^1=105$.

Еще более удобно производить над числами в такой форме действия возведения в степень и извлечения корня. При возведении в степень вторую часть числа возводят простым перемножением показателей степени:

$$5\,620^2=(5{,}62\cdot10^3)^2=5{,}62^2\,(10^3)^2\approx$$
$$\approx31{,}6\cdot10^{3\cdot2}=31{,}6\cdot10^6.$$

При извлечении корня следует выделить вторую часть числа с таким показателем степени, чтобы он нацело делился на показатель корня:

$$\sqrt[3]{18\,300}=\sqrt[3]{18{,}3\cdot10^3}=\sqrt[3]{18{,}3}\,\sqrt[3]{10^3}\approx$$
$$\approx2{,}64\cdot10^{3:3}=2{,}64\cdot10^1=26{,}4;$$
$$\sqrt{0{,}00125}=\sqrt{12{,}5\cdot10^{-4}}=\sqrt{12{,}5}\,\sqrt{10^{-4}}\approx$$
$$\approx3{,}54\cdot10^{(-4):2}=3{,}54\cdot10^{-2};$$
$$\sqrt[3]{0{,}00125}=\sqrt[3]{1{,}25\cdot10^{-3}}=\sqrt[3]{1{,}25}\cdot10^{(-3):3}\approx$$
$$\approx1{,}08\cdot10^{-1}\approx0{,}11.$$

Особенно полезно применять рассмотренный метод при переводе малых токов, напряжений, емкостей и индуктивностей, а также больших сопротивлений и частот в основные единицы.

Примеры. Выразить следующие величины в основных единицах (см. табл. 2-1 и 2-2):

$$L=120\ \textit{мкгн};\quad C=1\,500\ \textit{пф};\quad I=0{,}6\ \textit{ма};$$
$$R=0{,}15\ \textit{Мом};\quad f=465\ \textit{кгц}.$$

Решение:

$$L=120\ \textit{мкгн}=120\cdot10^{-6}\ \textit{гн}=1{,}2\cdot10^2\cdot10^{-6}\ \textit{гн}=$$
$$=1{,}2\cdot10^{2-6}\ \textit{гн}=1{,}2\cdot10^{-4}\ \textit{гн};$$
$$C=1500\ \textit{пф}=1500\cdot10^{-12}\ \textit{ф}=1{,}5\cdot10^3\cdot10^{-12}\ \textit{ф}=1{,}5\cdot10^{-9}\ \textit{ф};$$
$$I=0{,}6\ \textit{ма}=0{,}6\cdot10^{-3}\ \textit{а}=6\cdot10^{-1}\cdot10^{-3}\ \textit{а}=$$
$$=6\cdot10^{-1-3}\ \textit{а}=6\cdot10^{-4}\ \textit{а};$$
$$R=0{,}15\ \textit{Мом}=0{,}15\cdot10^6\ \textit{ом}=0{,}15\cdot10\cdot10^5\ \textit{ом}=$$
$$=1{,}5\cdot10^5\ \textit{ом};$$
$$f=465\ \textit{кгц}=465\cdot10^3\ \textit{гц}=4{,}65\cdot10^2\cdot10^3\ \textit{гц}=$$
$$=4{,}65\cdot10^{2+3}\ \textit{гц}=4{,}65\cdot10^5\ \textit{гц}.$$

1-2. ГРАФИКИ И НОМОГРАММЫ

Графическое изображение физических формул и законов возможно двумя основными способами: функциональным графиком — в том случае, когда рассматриваются только две (иногда три) переменные величины, и номограммой — если число таких величин две и более.

Математически разделение на графики и номограммы — условно. Любой график функциональной зависимости $y=f(x)$ можно представить и в виде номограммы. Слово «номография» составлено из двух греческих корней: «номос» — закон и «графо» — писать.

Таким образом, номограмма — это математическая закономерность, выраженная в графической (геометрической) форме.

В отличие от функциональных графиков номограммы специально предназначены для быстрых вычислений без каких-либо построений. Достаточно приложить линейку к заданным точкам, чтобы получить ответ.

Большинство номограмм построено на основании известных уравнений (формул), однако и экспериментально найденные закономерности могут быть выражены графически. К номограммам последнего типа относятся взаимозависимости напряжений и токов в электронных лампах и транзисторах, называемые семействами характеристик.

Рассмотрим более подробно основные элементы графиков и номограмм, а также приемы работы с ними.

Функциональной зависимостью называется определенная взаимосвязь двух или более переменных величин. При двух переменных одна из них принимается за независимую, называемую аргументом; вторая величина, зависящая от первой, называется функцией.

Так, например, в формуле закона Ома для участка цепи $I=U/R$ при постоянном сопротивлении R напряжение на нем U может быть выбрано за независимую переменную в том смысле, что его можно устанавливать произвольно (потенциометром, регулирующим автотрансформатором или другим способом). После каждой такой установки ток I, протекающий в цепи, будет иметь значение, определяемое указанной формулой, т. е. ток здесь является функцией напряжения. Если же изменять ток в цепи как независимую переменную при постоянном сопротивлении R, то зависимой величиной (функцией тока) будет падение напряжения U на этом сопротивлении.

В математике независимая переменная величина обычно обозначается латинской буквой x, функция — буквой y, а характер зависимости между ними буквой f. Тогда запись $y=f(x)$ означает: игрек есть функция от икс (в общем виде, без указания конкретной связи между переменными).

Наиболее наглядно можно изобразить функциональную зависимость в виде графика функции с прямоугольными осями координат (рис. 1-1). По горизонтальной оси, называемой осью абсцисс, откладывают числовые значения независимой переменной, а на вертикальной оси (ось ординат) получают значения функции. Точка пересечения осей 0 начало координат обычно является началом отсчета по одной или обеим осям.

Чтобы найти по графику значение y, необходимо от выбранного значения x (точка A) подняться вертикально, т. е. из точки A восставить перпендикуляр до пересечения с графиком функции (точка $Б$), а затем двигаться по горизонтали влево от точки $Б$ до оси y. Найденная таким образом точка B и будет значением функции $y=f(x)$.

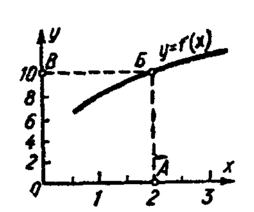


Рис. 1-1. Определение значения функции по графику.

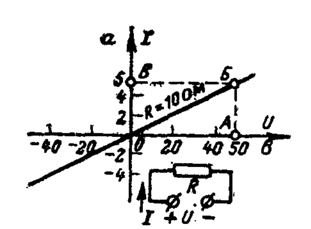


Рис. 1-2. Графическое изображение закона Ома для участка цепи.

Поясним вышесказанное на том же примере закона Ома для участка цепи. На рис. 1-2 дано геометрическое выражение формулы $I=U/R$ (для сопротивления $R=10$ *ом*) в виде прямой линии, проходящей через начало координат. Определим по этому графику, чему равен ток в цепи при напряжении $U=50$ *в*. Из точки с отметкой 50 на оси напряжений поднимаемся до графика функции, а затем двигаемся влево от него до оси токов, на которой получаем результат: $I=5$ *а*. Легко проверить, что формула закона Ома, по которой построен график, дает то же самое значение тока: $I=50$ *в*/10 *ом* $=5$ *а*.

При рассмотрении многих электрических процессов в качестве независимой переменной выбирают время t. Тогда график функциональной зависимости какой-либо величины, например напряжения, от времени характеризует закон ее изменения, т. е. показывает, как ведет себя эта величина от одного момента времени до другого (рис. 1-3). Обычно первый момент, в который рассматривается поведение функции, называется начальным (или нулевым) t_0, а момент окончания процесса — конечным $t_к$.

График постоянного напряжения или тока (рис. 1-3, *а*) представляет собой прямую линию, параллельную оси t. Это означает, что величина напряжения не меняется с течением времени (U=const). График переменного напряжения, напротив, отражает непрерывные изменения U (рис. 1-3, *б*), хотя в частном случае он может состоять из горизонтальных прямых, показывающих, что на этом участке напряжение постоянно (рис. 1-3, *в*).

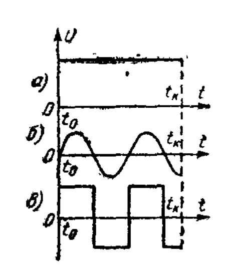


Рис. 1-3. Графики электрических процессов.

а — постоянного напряжения; *б* — синусоидального напряжения; *в* — импульсного напряжения.

Графическое изображение функциональной зависимости позволяет наглядно проследить поведение функции в широких пределах, например при построении частотных характеристик резонансных контуров, усилителей и т. п. (см. рис. 6-12). Однако использование функциональных графиков для расчетов не вполне удобно, так как необходимо построение перпендикуляров. Тем не менее этот способ широко применяется для расчетов по характеристикам электронных ламп и полупроводниковых приборов (диодов и транзисторов), где миллиметровая или более крупная сетка дает готовые перпендикуляры к осям.

Значительно бо́льшие удобства для расчетов при двух переменных величинах создают номограммы, в которых функциональная зависимость изображена двумя шкалами, совмещенными на одной оси. В качестве примера рассмотрим номограмму перевода частоты в длину волны (левая ось на рис. 1-4). Как видно из рисунка, здесь не нужно производить никаких построений: по числу, взятому слева от оси, на шкале частот для той же точки читаем число справа — по шкале длин волн. Расстояние между двумя цифрами обычно разбивается на несколько мелких, неоцифрованных делений (штрихов). Численную величину, или, как говорят, «цену» одного такого деления, можно найти, разделив разность между двумя соседними цифрами на число малых делений, заключенных между теми же цифрами.

В приведенной номограмме разность между соседними цифрами 0,2 и 0,3 составляет 0,3—0,2=0,1 *Мгц* $=100$ *кгц*, а число делений на том же участке — 5. В этом случае цена одного деления равна 20 *кгц*. Пусть точка A соответствует слева величине 240 *кгц* $=0,24$ *Мгц*. Проделав такой же расчет для правой шкалы, определим, что частоте 240 *кгц* соответствует длина волны 1 250 *м*. Эта номограмма построена по формуле

$$\lambda_{(м)}=\frac{300}{f_{(Мгц)}}.$$

Аналогичные простейшие номограммы с совмещенными (сдвоенными) шкалами дают возможность быстро перейти от диаметра провода к его сечению, от коэффициента усиления транзистора по току α— к В и решать обратные задачи.

Кроме линейных шкал с равномерными делениями и начальной нулевой точкой, на номограммах и графиках часто встречаются шкалы с логарифмическим мас-

штабом. На таких шкалах нет нулевой точки, а равные по длине участки шкал соответствуют одинаковым отношениям величин. В частном случае на линейной шкале может также не быть нулевой точки и отсчет начинаться с некоторого значения отложенной величины. Шкалы такого типа называют шкалами с «утопленным» нулем. Тем не менее по характеру масштаба они остаются линейными, т. е. равным приращениям данной величины соответствуют одинаковые отрезки. На логарифмических шкалах нанести нулевое деление переменной принципиально невозможно.

Большинство логарифмических шкал разбито на крупные равные участки десятикратного изменения данной величины, например от 0,01 до 0,1, от 0,1 до 1, от 1 до 10 и т. д. (см рис. 3-8). Внутри такого участка промежуточные деления располагаются не равномерно, как на обычной линейной шкале, а в логарифмическом масштабе. Так, на участке от 1-го до 10-го деления интервал между цифрами 1 и 2 составляет не $^2/_{10}$ длины участка, как на линейной шкале (0—10), а примерно $^3/_{10}$. Половине длины логарифмического участка соответствует значение 3,2, а не 5. Ближе к концу участка деления еще более сгущаются. Поэтому в тех случаях, когда деления на каком-либо участке отсутствуют и его разбивку для отсчета приходится производить «на глаз», следует помнить о сильной неравномерности логарифмической шкалы.

Во многих случаях число независимых переменных величин в расчетной формуле больше одного. Номограмма, построенная по такой формуле, должна иметь уже больше одной оси и расчеты по ней требуют соединения двух или более точек на осях одной или несколькими прямыми линиями. Эти линии, дающие промежуточный или окончательный результат, называются разрешающими прямыми, а номограмма такого типа — номограммой из выравненных точек. Название отражает основное свойство номограммы: если расположить определенным образом на плоскости три оси со шкалами переменных величин x, y и z (причем любые две из них могут считаться независимыми переменными, а третья — функцией), то значения переменных, лежащие в точках пересечения любой прямой со всеми тремя шкалами, будут удовлетворять заданному уравнению, т. е. превращать его в тождество. На этом и основаны вычислительные «способности» номограмм.

Номограммы из выравненных точек могут иметь различные виды шкал: прямые и криволинейные (параболические, эллиптические и др.); их взаимное расположение также может быть различно (касание, пересечения и др.). Однако наибольший интерес в связи с простотой построения и использования представляют номограммы с параллельными шкалами.

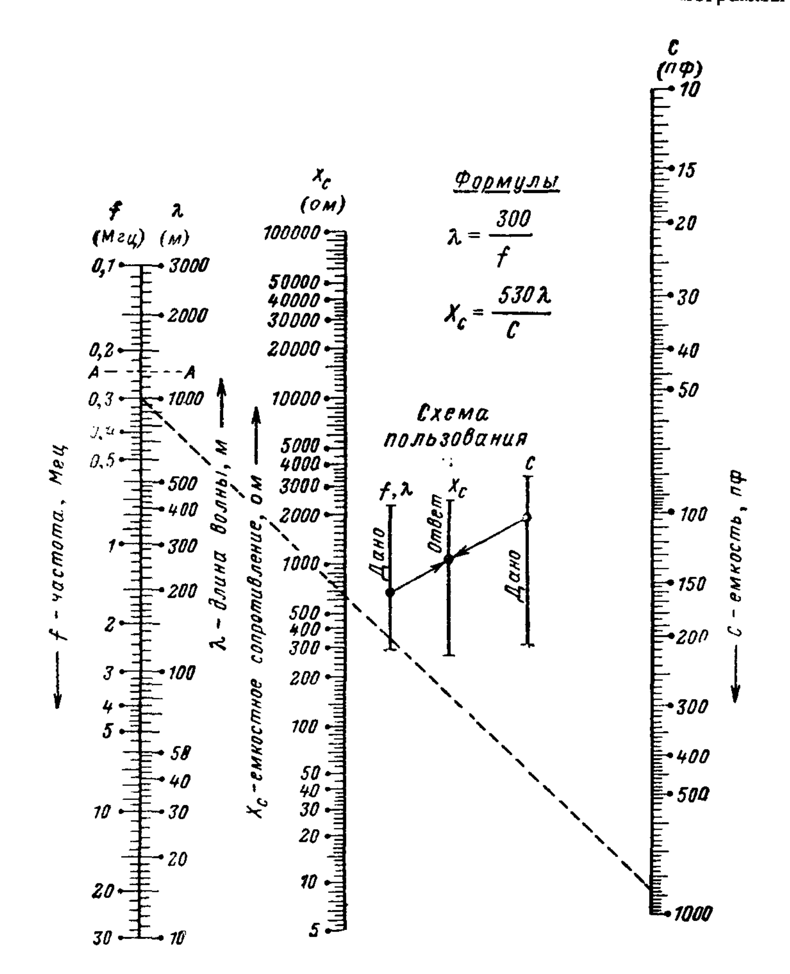


Рис. 1-4. Номограмма для определения величин реактивного (емкостного) сопротивления конденсатора на радиочастотах.

Рассмотрим в целом номограмму, изображенную на рис. 1-4. По ней можно определить реактивное сопротивление конденсатора при заданных емкости и частоте переменного тока. На двух крайних осях отмечаем точками значения емкости C в пикофарадах и частоты f в мегагерцах (или длину волны λ в метрах). Соединяя эти точки прямой линией, получаем в точке пересечения со средней осью ответ — емкостное сопротивление конденсатора X_C в омах.

Рассмотрим еще одну номограмму с тремя пересекающимися осями (см. рис 3-14), предназначенную для расчетов при параллельном соединении двух сопротивлений. По этой номограмме можно определить неизвестное результирующее сопротивление $R_{общ}$, если известны сопротивления R_1 и R_2, соединенные параллельно, или найти сопротивление R_1, которое необходимо подключить к данному R_2, чтобы в результате получить требуемую величину $R_{общ}$.

Расчет производится следующим образом. На двух осях отмечают точки A и $Б$, соответствующие известным сопротивлениям в любых, но обязательно одинаковых единицах, например килоомах. Эти точки соединяют прямой линией, пересекающей третью ось, в данном случае $R_{общ}$, в точке $В$, которая и дает искомую величину. Аналогично определяют $C_{общ}$ или $L_{общ}$ (см. примеры на стр. 20).

Второй вариант номограммы при трех переменных — сетчатая номограмма (см. рис. 2-4). По своему типу она аналогична графикам, изображающим семейства характеристик электронных ламп и транзисторов. Сетчатая номограмма строится как на обычной миллиметровой бумаге с линейным масштабом, так и на логарифмической.

Существуют и более сложные номограммы, где число осей (шкал) достигает четырех-пяти. Расчеты по ним требуют нескольких этапов. Сначала определяют одну

или две вспомогательные (промежуточные) величины, а затем, соединив эти точки прямыми линиями, находят искомый результат.

Точность, обеспечиваемая графическими методами вычислений, рассмотренными в этом параграфе, невелика: результат содержит, как правило, два-три знака. Однако в большинстве случаев такая точность достаточна для расчетов в практике радиолюбителей, а использование номограмм позволяет экономить время.

1-3. ПРАВИЛА РАБОТЫ С НОМОГРАММАМИ

По порядку отыскания ответа номограммы делятся на цепочечные и многозвенные. В первых разрешающие прямые проводятся последовательно от левого края номограммы к правому: сначала через первые три оси, затем через первую ответную и две следующие и т. д. (см. рис. 3-20). Такая строгая последовательность в решении носит название «диктованный ход».

В многозвенных номограммах промежуточные точки находят в двух или большем числе звеньев независимо, а затем, соединив их, получают окончательный ответ (см. рис. 3-17).

Каждое прикладывание линейки к номограмме и получение точки считается одним этапом расчета. В тех случаях, когда нахождение искомой величины производится за два или более этапа, на схеме пользования цифрами в кружках указана последовательность действий. Чтобы получить правильные результаты, необходимо обязательно соблюдать указанный порядок расчета.

В отдельных случаях заданная в расчете величина может оказаться выходящей за пределы чисел, нанесенных на соответствующей шкале номограммы. Если данная переменная входит в формулу произведения или дроби в первой степени, то на шкале номограммы следует взять ее значение, уменьшенное (или увеличенное), например, в 10 раз, а затем во столько же раз увеличить (или уменьшить) окончательный результат (см. пример на стр. 70). Если переменная входит в формулу в степени выше первой, например в квадрате, то и результат необходимо разделить (умножить) на $10^2=100$. В тех случаях, когда переменная находится под корнем, ее удобнс уменьшать или увеличивать в 100 раз, а результат соответственно умножать или делить на $\sqrt{100}$, т. е. на 10.

Интересной и полезной особенностью номограмм является их приспособляемость. Это относится не только к рассмотренным выше возможностям уменьшения или увеличения заданных переменных, откладываемых на шкалах. Любая номограмма, предназначенная, например, для перемножения двух величин, может быть использована в тех же целях для каких угодно других величин вне зависимости от их размерности.

Во многих номограммах над осями указаны две или три единицы измерения, например на рис. 3-8 — *вт*, *мвт*, *мквт*; *а*, *ма*, *мка*; *ом*, *ком*, *Мом*. Чтобы получить правильный результат, необходимо на всех осях выбрать единицы, обозначенные одной и той же заглавной буквой (например, *А*: *вт*, *а*, *ом*; или *Б*: *мвт*, *ма*, *ком*; или *В*: *мквт*, *мка*, *Мом*).

Несколько слов о технических приемах работы с номограммами.

Бумага, на которой напечатана книга, не выдерживает многократных стираний даже мягкого карандаша. Поэтому не следует не только проводить соединительные линии, но и делать отметки на осях номограмм. Удобнее всего пользоваться прозрачной линейкой или угольником, накладывая их край на заданные точки и отсчитывая результат в месте пересечения линейки с осью искомой величины.

Еще более простой способ получить на номограмме прямую линию между двумя точками — натянуть между ними тонкую нить.

При частом пользовании номограммами рекомендуется взамен линейки вырезать полоску из тонкого листового органического стекла (толщиной 0,5—1 и размером 30×250 *мм*) и хранить ее, как закладку в книге. Можно использовать соответствующий кусок отмытой фотокинопленки.

Чтобы избежать погрешностей, возникающих при отсчете по краю линейки или полоски, следует прочертить в середине полоски по всей ее длине тонкую прямую линию (шилом или другим острым предметом). Эта прямая прикладывается к заданным точкам номограммы (линией к бумаге). Для удобства отметки точек на промежуточных («немых») шкалах вдоль линии сверлится несколько отверстий малого диаметра (менее 1 *мм*). Отметка точки производится легким накалыванием оси иглой или булавкой через отверстие.

И последний совет: если расчет по номограмме дает явно неправильный результат или ответ вообще не удается получить, не спешите с выводом, что номограмма никуда не годится. Еще раз внимательно разберитесь в схеме пользования, проверьте сами пример расчета, приводимый для каждой номограммы, и вы не пожалеете о затраченном времени — работа с номограммой сэкономит вам его значительно больше.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ НОМОГРАММЫ

2-1. АЛГЕБРАИЧЕСКИЕ ДЕЙСТВИЯ

Номограмма (рис. 2-1) позволяет находить квадраты, кубы, квадратные корни и десятичные логарифмы чисел от 1 до 10. Такая номограмма может быть построена как номограмма со сдвоенными шкалами. Однако в этом случае потребовалось бы повторять слева на каждой оси равномерную шкалу x. Чтобы упростить номограмму, две одинаковые шкалы x помещены по краям чертежа, а все функциональные шкалы — между ними. Для нахождения любой из функций по заданному числу x достаточно провести от точки x перпендикуляр к осям или, что значительно удобнее, приложить линейку к двум однозначным точкам x на осях слева и справа.

Пример 1.

Дано: $x=8{,}4$. Находим: $x^2\approx 70{,}6$; $x^3\approx 593$; $\sqrt{x}\approx 2{,}9$; $\lg x\approx 0{,}924$.

Если заданное число выходит за пределы шкалы x (больше 10 или меньше 1), следует руководствоваться правилами, изложенными в гл. 1 (§ 1-3).

Пример 2.

Дано: $x=26$. Находим: $x^2\approx 680$; $x^3\approx 17\,600$; $\sqrt{x}\approx 5{,}1$; $\lg x\approx 1{,}42$.

Другие трудоемкие арифметические действия — умножение и деление можно производить по любым номограммам, основанным на формулах умножения и деления:

$$z = xy; \quad z = x/y.$$

Особенно удобна для таких целей номограмма, построенная для расчетов по закону Ома $I=U/R$ (см. рис. 3-8). Она имеет широкие пределы изменений переменных и позволяет совершать как умножение, так и деление любых величин.

Делимое (x) откладывают, например, на шкале U, а делитель (y) — на шкале R. Ответ (z) получают на шкале I. При умножении множимое и множитель берут на шкалах I и R, ответ — на шкале U (можно использовать шкалы U и I, а результат получить на шкале P).

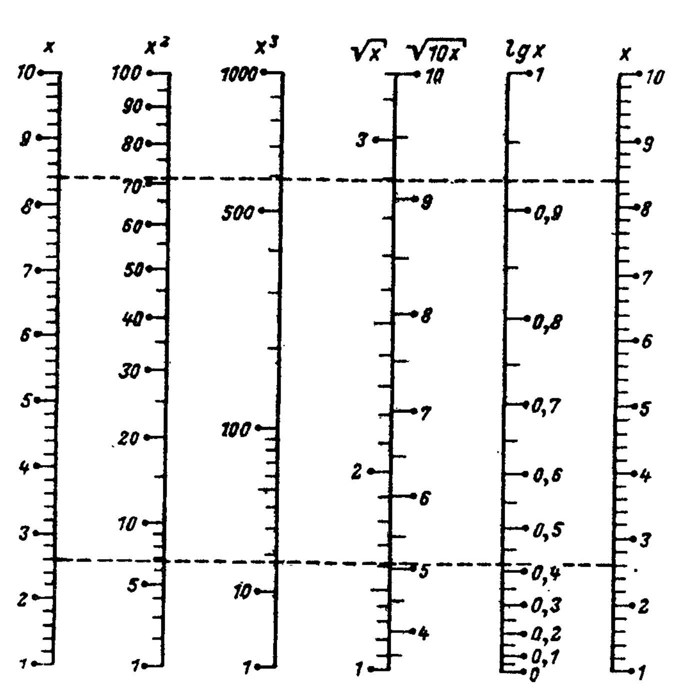


Рис. 2-1. Номограмма для алгебраических вычислений.

2-2. ТРИГОНОМЕТРИЧЕСКИЕ ФУНКЦИИ

Номограмма (рис. 2-2) дает возможность определить значения основных тригонометрических функций: $\sin\alpha$, $\cos\alpha$, $\operatorname{tg}\alpha$, $\operatorname{ctg}\alpha$ при изменениях аргумента α от 0 до 90°.

Для углов, находящихся в пределах 0—45°, наименования функций указаны сверху, над осями. Для углов от 45 до 90° наименования функций даны внизу, под осями.

Пример 1.

Дано: $\alpha=18°$; находим: $\sin\alpha\approx0{,}31$; $\cos\alpha\approx0{,}95$; $\operatorname{tg}\alpha\approx0{,}325$, $\operatorname{ctg}\alpha\approx3{,}1$.

Пример 2.

Дано: $\alpha=54°$; находим: $\sin\alpha\approx0{,}81$; $\cos\alpha\approx0{,}585$; $\operatorname{tg}\alpha\approx1{,}38$; $\operatorname{ctg}\alpha\approx0{,}73$.

2-3. ОТНОШЕНИЕ ДВУХ ВЕЛИЧИН НАПРЯЖЕНИЯ, ТОКА ИЛИ МОЩНОСТИ В ДЕЦИБЕЛАХ

По номограмме (рис. 2-3) определяют отношения двух одноименных величин: напряжений, токов или мощностей в безразмерных относительных единицах и децибелах.

Децибел — это универсальная логарифмическая единица, широко применяемая в электроакустике и радиотехнике.

В децибелах выражают интенсивность звука, уровни звукового давления и громкости, динамический диапазон источника звука, коэффициент усиления каскада или усилителя (по напряжению, току или мощности), уровень внутренних шумов, величины частотных искажений, ослабление мешающих сигналов (избирательность) и т. п.

В практике радиолюбителя электроакустические измерения и отсчет числа децибелов по абсолютному уровню встречаются относительно редко. Однако каждому радиолюбителю совершенно необходимо уметь определять в децибелах коэффициент усиления устройства, избирательность, коэффициент частотных искажений.

Число децибелов N равно:

$$N_{[\partial б]}=10\lg\frac{P_2}{P_1};\quad N_{[\partial б]}=20\lg\frac{U_2}{U_1}$$

(множитель 10 применяется только для отношения мощностей).

Величины напряжения, тока или мощности, откладываемые на шкалах номограммы, должны быть выражены в одинаковых единицах. Например: U_1 и U_2 — оба в вольтах или оба в милливольтах; I_1 и I_2 — в миллиамперах; P_1 и P_2 — в милливаттах и т. д.

Если величины U_1 и U_2 (I_1 и I_2) отличаются друг от друга более чем в 100 раз, т. е. одна или обе величины не могут быть отложены на шкале, следует уменьшать или увеличивать эти величины на множитель, кратный 10 (10, 100, 1 000 и т. д.).

П р а в и л о 1. Каждое деление на 10 величины U_2 (I_2) или умножение на $10\,U_1$ (I_1) соответствует увеличению числа N на 20 *дб*.

П р а в и л о 2. При каждом умножении на 10 величины U_2 (I_2) или делении U_1 (I_1) из числа N вычитается 20 *дб* (результат может быть отрицательным, что означает ослабление сигнала).

Те же правила применяются и для мощностей. Однако десятикратному изменению P_1 и P_2 соответствует прибавление к числу N или вычитание из него 10 *дб*.

Пример 1.

Определить коэффициент усиления по току транзистора, если $I_б=I_1=1{,}2$ *ма*; $I_к=I_2=40$ *ма*. Находим: $B_{ст}\approx33$.

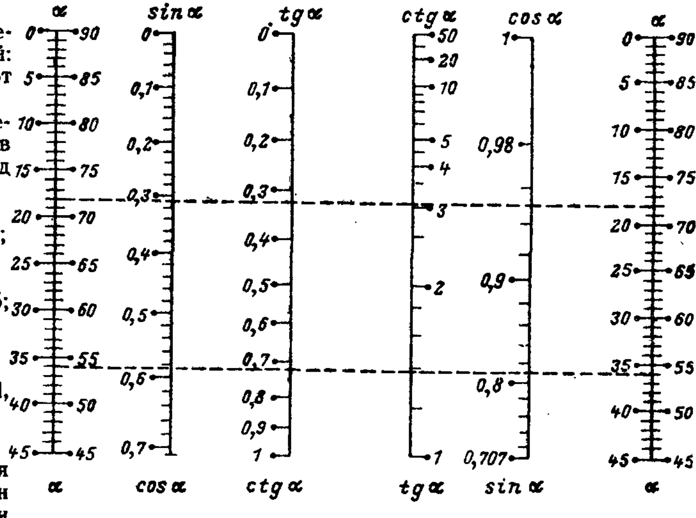


Рис. 2-2. Номограмма для определения основных тригонометрических функций.

Пример 2.

Определить в децибелах коэффициент усиления по напряжению, если $U_{вх}=U_1=150$ *мв*; $U_{вых}=U_2=30$ *в* *.

Выразим U_1 в одинаковых единицах с U_2: $U_1=0{,}15$ *в*. Для того чтобы отложить величину U_1 на шкале, ее необходимо предварительно умножить на 10. По точкам $U_2=30$ *в* и $U_1=1{,}5$ *в* находим: $N=26$ *дб*. По правилу I к числу N следует прибавить 20 *дб*. Окончательно $N=26+20=46$ *дб*.

Пример 3.

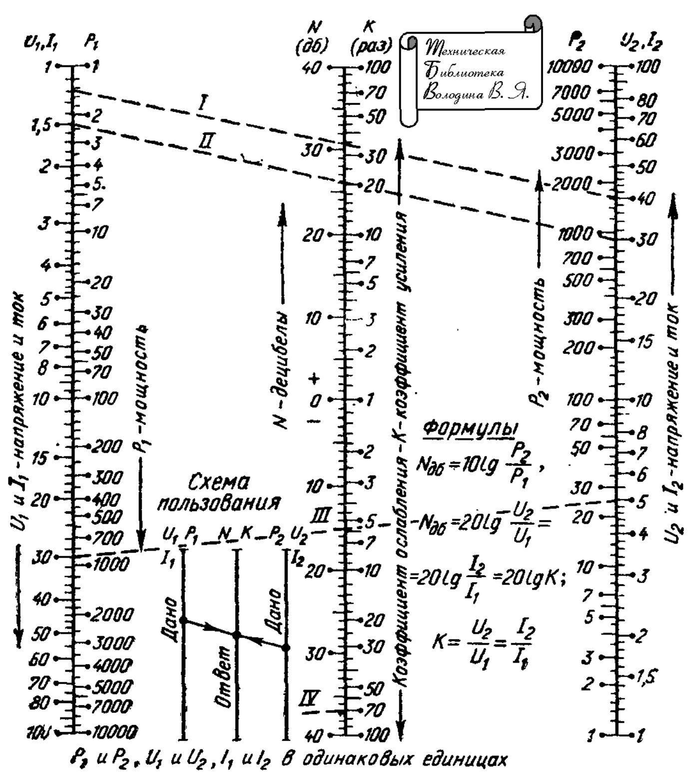
Найти коэффициент частотных искажений УНЧ на данной частоте, если на средних частотах $U_{вых0}=U_1=30$ *в*, а на данной частоте $U_{вых f}=U_2=5$ *в*.

Находим: $N\approx-15$ *дб*.

Пример 4.

Дано: избирательность радиоприемника по соседнему каналу $y=37$ *дб*. Определить, во сколько раз ослабляется помеха.

Находим: $S=70$ раз (по средней шкале).



Техническая Библиотека Володина В. Я.

Рис. 2-3. Номограмма для перевода отношений двух величин в децибелы.

2-4. ОТНОСИТЕЛЬНОЕ И АБСОЛЮТНОЕ ОТКЛОНЕНИЯ ВЕЛИЧИН

Номограмма (рис. 2-4) позволяет находить величину возможного абсолютного отклонения какой-либо величины от ее номинального (заданного) значения, если известны допустимые пределы изменений в процентах. Так же может быть найдено относительное отклонение (в процентах), если задана его абсолютная величина.

Номограмма пригодна для вычислений с любыми величинами: сопротивлениями, емкостями, индуктивностями, частотами и т. п.

Как видно из рисунка, процентное отклонение величины ограничено пределами от —75 до +100% (наклонные прямые).

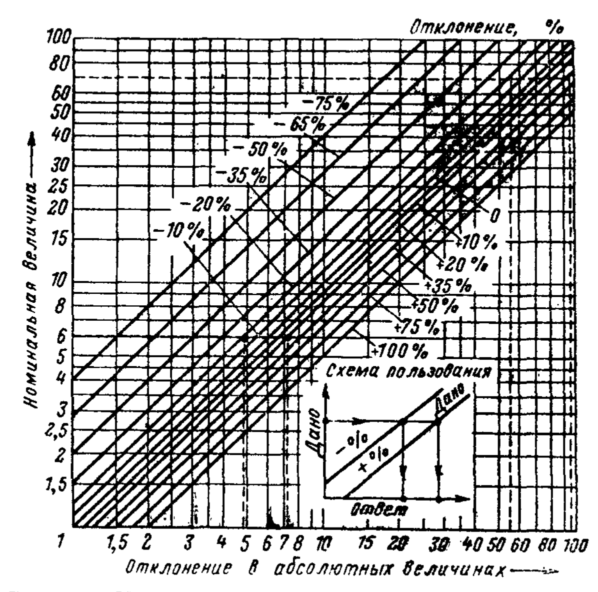


Рис. 2-4. Номограмма для определения относительного и абсолютного отклонений номинальной величины.

Пример 1.

Дано: номинальное сопротивление резистора $R=6$ *ком*, точность $+20\%$. Определить пределы, в которых может находиться действительная величина сопротивления.

Ответ: от 4,8 до 7,2 *ком*.

Пример 2.

В усилительной ступени должен быть установлен транзистор с коэффициентом усиления B=70 и возможным отклонением B от +35 до —20%. Определить допустимую область разброса значений B.

Ответ: от 56 до 95.

2-5. ЕДИНИЦЫ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

До настоящего времени существуют и применяются три различные отраслевые системы единиц измерения механических величин: МКС, МКГСС, СГС[1]. Существует также несколько систем единиц электрических и магнитных величин: МКСА (практическая), СГС, СГСЭ, СГСМ и др.

В 1960 г. на XI Генеральной конференции по мерам и весам была принята единая Международная система единиц (СИ) для измерения физических величин. Эта система была введена в СССР с 1963 г., как предпочтительная. В 1970 г. разработан был новый ГОСТ «Едини-

* Следует помнить, что коэффициент усиления по напряжению в децибелах должен вычисляться при равных входном и выходном сопротивлениях, т. е. напряжения U_1 и U_2 должны падать на одинаковых по величине сопротивлениях $R_{вх}=R_{вых}$.

[1] Названия этих систем составлены из первых букв единиц, положенных в основу каждой системы: МКС — метр, килограмм (массы), секунда; МКГСС — метр, килограмм (силы), секунда; СГС — сантиметр, грамм, секунда.

Таблица 2-1

Единицы электрических и магнитных величин

Величина	Определяющая формула в системе СИ	Единицы измерения в системе: СИ (МКСА) — Наименование или размерность	СИ (МКСА) — Сокращенное обозначение	СИ (МКСА) — Международное обозначение	СИ (МКСА) — Выражение через основные единицы	СГС (Гаусса) — Наименование или размерность	СГС (Гаусса) — Сокращенное обозначение	СГС (Гаусса) — Международное обозначение	Соотношение между единицами систем СИ и СГС
Сила тока I	—	ампер	*а* (А)	A	—	единица силы тока СГС	—	—	1 *а* = $3\cdot10^9$ ед. СГС
Период T	—	секунда	*сек* (с)	s	—	секунда	*сек*	s	—
Частота f	$f=\frac{1}{T}$	герц	*гц* (Гц)	Hz	$\frac{1}{сек}$	герц	*гц* (Гц)	Hz	—
Работа, энергия A	$A=Fl=Pt$	джоуль	*дж* (Дж)	J	$\frac{м^2\cdot кг}{сек^2}$	эрг	*эрг*	erg	1 *дж* = 10^7 *эрг*
Мощность P	$P=\frac{A}{t}$	ватт	*вт* (Вт)	W	$\frac{м^2\cdot кг}{сек^3}$	эрг в секунду	*эрг/сек*	$\frac{erg}{s}$	1 *вт* = 10^7 *эрг/сек*
Количество электричества; электрический заряд Q или q	$Q=It$	кулон	*к* (Кл)	C	*а·сек*	—	—	—	1 *к* = $3\cdot10^9$ ед. СГС
Разность электрических потенциалов, электрическое напряжение U, э. д. с. E	$U=\frac{P}{I}=\frac{A}{Q}$	вольт	*в* (В)	V	$\frac{м^2\cdot кг}{а\cdot сек^3}$	—	—	—	1 *в* = $\frac{1}{300}$ = $3{,}3\cdot10^{-3}$ ед. СГС
Напряженность электрического поля E	$\lvert E\rvert=\frac{U}{d}$	вольт на метр	*в/м* (В/м)	V/m	$\frac{м\cdot кг}{а\cdot сек^3}$	—	—	—	1 *в/м* = $\frac{1}{3}\cdot10^{-4}$ = $3{,}3\cdot10^{-5}$ ед. СГС
Электрическая емкость C	$C=\frac{Q}{U}$	фарада	*ф* (Ф)	F	$\frac{а^2\cdot сек^4}{м^2\cdot кг}$	сантиметр	*см*	cm	1 *ф* = $9\cdot10^{11}$ *см*
Абсолютная диэлектрическая проницаемость ε_a	$\varepsilon_a=\frac{Cd}{S}$ $(\varepsilon_a=\varepsilon_0\varepsilon)$	фарада на метр	*ф/м* (Ф/м)	F/m	$\frac{а^2\cdot сек^4}{м^3\cdot кг}$	—	—	—	—
Электрическое сопротивление R или r*	$R=\frac{U}{I}$	ом	*ом* (Ом)	Ω	$\frac{м^2\cdot кг}{а^2\cdot сек^3}$	—	*сек/см*	s/cm	1 *ом* = $1{,}1\cdot10^{-12}$ *сек/см*
Удельное сопротивление ρ	$\rho=\frac{RS}{l}$	ом на метр**	*ом·м* (Ом·м)	Ω·m	$\frac{м^3\cdot кг}{а^2\cdot сек^3}$	секунда	*сек*	s	1 *ом·м* = $1{,}1\cdot10^{-10}$ *сек*
Электрическая проводимость G или *	$G=\frac{I}{U}$	сименс	*сим* (См)	S	$\frac{а^2\cdot сек^3}{м^2\cdot кг}$	—	*см/сек*	cm/s	1 *сим* = $9\cdot10^{11}$ *см/сек*
Удельная проводимость σ	$\sigma=\frac{1}{\rho}$	сименс на метр	*сим/м* (См/м)	S/m	$\frac{а^2\cdot сек^3}{м^3\cdot кг}$	—	$\frac{1}{сек}$	1/s	—

Величина	Определяющая формула в системе СИ	Единицы измерения в системе: СИ (МКСА) — Наименование или размерность	СИ (МКСА) — Сокращенное обозначение	СИ (МКСА) — Международное обозначение	СИ (МКСА) — Выражение через основные единицы	СГС (Гаусса) — Наименование или размерность	СГС (Гаусса) — Сокращенное обозначение	СГС (Гаусса) — Международное обозначение	Соотношение между единицами систем СИ и СГС
Плотность тока J	$J=\frac{I}{S}$	ампер на квадратный метр**	*а/м²* (А/м²)	A/m²	—	—	—	—	—
Магнитный поток (поток магнитной индукции) Φ	$\Delta\Phi=-e_{инд}\Delta t$	вебер***	*вб* (Вб)	Wb	$\frac{м^2 \cdot кг}{а \cdot сек^2}$	максвелл	*мкс* (Мкс)	Mx	1 *вб* = 10^8 *мкс*
Магнитная индукция B	$B=\frac{\Phi}{S}$	тесла	*тл* (Т)	T	$\frac{вб}{м^2}=\frac{кг}{а \cdot сек^2}$	гаусс	*гс* (Гс)	Gs	1 *тл* = 10^4 *гс*
Индуктивность L и взаимная индуктивность M	$L=\frac{\psi}{I}$; $M=k_{св}\sqrt{L_1 L_2}$	генри	*гн* (Г)	H	$\frac{м^2 \cdot кг}{а^2 \cdot сек^2}$	сантиметр	*см*	cm	1 *гн* = 10^9 *см*
Магнитодвижущая (намагничивающая) сила F	$F=Iw$	ампер или ампер-виток	*а* (А) *ав* (А·в)	A A·t	—	гильберт	*гб* (Гб)	Gb	1 *ав* = 1,26 *гб*
Магнитное сопротивление $R_м$	$R_м=\frac{F}{\Phi}$	ампер на вебер	*а/вб* (А/Вб)	A/Wb	$\frac{а^2 \cdot сек^2}{м^2 \cdot кг}$	—	—	—	—
Магнитная проводимость $G_м$	$G_м=\frac{\Phi}{F}$	вебер на ампер	*вб/а* (Вб/А)	Wb/A	—	—	—	—	—
Напряженность магнитного поля H	$H=\frac{I}{2\pi r}$ (для прямого тока)	ампер на метр	*а/м* (А/м)	A/m	—	эрстед	*э* (Э)	Oe	1 *э* = $\frac{10^3}{4\pi}\approx 80$ *а/м*
Абсолютная магнитная проницаемость μ_a	$\mu_a=\frac{B}{H}$ ($\mu_a=\mu_0\mu$)	генри на метр	*гн/м* (Г/м)	H/m	$\frac{м \cdot кг}{а^2 \cdot сек^2}$	—	—	—	—
Мощность электрической цепи:									
активная P	$P=UI\cos\varphi$	ватт	*вт* (Вт)	W	$\frac{м^2 \cdot кг}{сек^3}$	—	—	—	—
реактивная Q	$Q=UI\sin\varphi$	вольт-ампер реактивный	*вар*	var	—	—	—	—	—
полная S	$S=UI$	вольт-ампер	*ва* (В·А)	VA	—	—	—	—	—

* $R(r)$ и $G(g)$ — активные сопротивление и проводимость;
z и y — полные (комплексные) сопротивление и проводимость.

** В электротехнике широко употребляются внесистемные единицы ρ и J:

$\rho\left[\frac{ом \cdot мм^2}{м}\right]$; $\left(1\ ом \cdot м = 10^6\ \frac{ом \cdot мм^2}{м}\right)$; $J\left[\frac{а}{мм^2}\right]$; $(1\ а/м^2 = 10^{-6}\ а/мм^2)$

*** Раньше называлась также вольт-секундой (*в · сек*).

Примечание. В формулах используются некоторые дополнительные и вспомогательные величины и единицы измерения: ψ — потокосцепление, равное Φw[*вб*]; w — число витков; l — длина (путь); r — радиус; d — расстояние; φ — угол сдвига фаз, *рад*; ω — угловая (круговая) частота, равная $2\pi f$ [*рад/сек*].

цы физических величин», который через некоторое время устранит разнобой, возникающий из-за применения в расчетах единиц различных систем. Однако сейчас еще в литературе можно встретить единицы старых систем. Поэтому вместе с единицами системы СИ в табл. 2-1 приведены наиболее употребительные единицы других систем и указана связь между ними.

Международная система единиц в основном построена на базе существовавшей ранее системы МКС, которая теперь входит в систему СИ на правах одного из ее разделов — частной системы. Такими частными системами являются: МКС — для измерения механических величин, МКСА — для электрических и магнитных, МКСС — для световых (фотометрических) и др.

В основу системы СИ положены шесть основных единиц: длины — метр, массы — килограмм, времени — секунда, силы тока — ампер, силы света — свеча (кандела), температуры — градус Кельвина (кельвин). Все остальные единицы измерения состоят из основных в различных комбинациях, т. е. являются производными единицами.

Все электрические и магнитные единицы системы СИ построены из тех же трех основных механических единиц (МКС), к которым добавлена единица силы тока — ампер (в целом — МКСА). Поэтому, например, единица электрического напряжения или э. д. с представляет собой производную единицу и выражается размерностью $м^2 \cdot кг/(а \cdot сек^3)$. Эта единица называется вольтом (*в*). В табл. 2-1 приведены размерности наиболее употребительных электрических и магнитных единиц. Они могут быть использованы при подстановке в формулы для определении результирующей размерности или проверки правильности преобразований.

Во многих случаях величины основных и производных единиц оказываются слишком большими или слишком малыми для данной задачи и их применение вызывает большие неудобства. Например, единица электрической емкости — фарада (*ф*) чрезмерно велика для выражения емкости реальных конденсаторов. В таких случаях применяют кратные и дольные единицы, получаемые из основных или производных путем умножения или деления на число 10 в какой-либо степени. (Деление может быть представлено умножением на 10 в отрицательной степени — см. § 1-1). К названию единицы при этом прибавляется характеризующая приставка. Наименования приставок и соответствующие им коэффициенты приведены в табл. 2-2.

На рис. 2-5 приведены номограммы для взаимного перевода наиболее употребительных единиц мощности и работы (энергии) из одной системы в другую.

Все номограммы состоят из сдвоенных на одной оси шкал и не требуют для расчета никаких построений.

Пример 1.

Дано: $P=0{,}15$ *л. с.* Находим: $P \approx 11$ *кгс·м/сек* ≈ 110 *вт*.

Пример 2.

Дано: $A=300$ *вт·сек*. Находим: $A \approx 30{,}5$ *кгс·м*.

Таблица 2-2

Образование кратных и дольных единиц по ГОСТ 7663-55

Кратность и дольность (отношение к основной или производной единице)	Приставка: наименование	Приставка: сокращенное обозначение, русское	Приставка: сокращенное обозначение, международное
$1\,000\,000\,000\,000 = 10^{12}$	Тера	*Т*	T
$1\,000\,000\,000 = 10^{9}$	Гига	*Г*	G
$1\,000\,000 = 10^{6}$	Мега	*М*	M
$1\,000 = 10^{3}$	кило	*к*	k
$100 = 10^{2}$	гекто	*г*	h
$10 = 10^{1}$	дека	*да*	da
$0{,}1 = 10^{-1}$	деци	*д*	d
$0{,}01 = 10^{-2}$	санти	*с*	c
$0{,}001 = 10^{-3}$	милли	*м*	m
$0{,}000\,001 = 10^{-6}$	микро	*мк*	μ
$0{,}000\,000\,001 = 10^{-9}$	нано	*н*	n
$0{,}000\,000\,000\,001 = 10^{-12}$	пико	*п*	p
$0{,}000\,000\,000\,000\,001 = 10^{-15}$	фемто	*ф*	f
$0{,}000\,000\,000\,000\,000\,001 = 10^{-18}$	атто	*а*	a

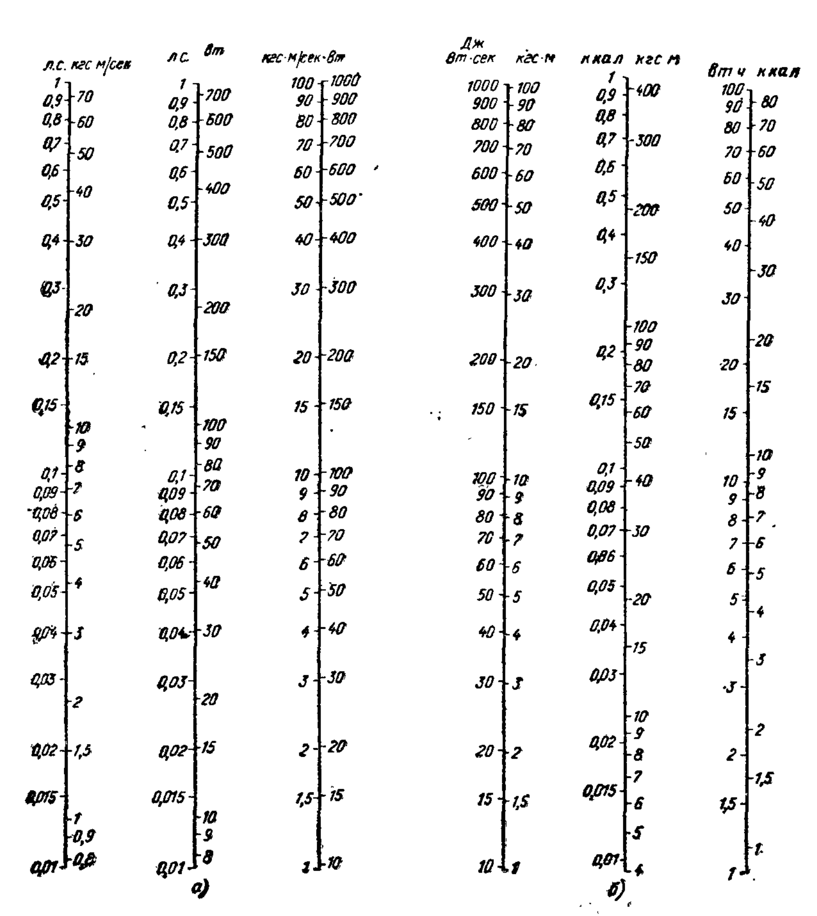


Рис. 2-5. Номограммы для взаимного перевода физических единиц.
а — мощности; *б* — работы (энергии).

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ РАСЧЕТЫ

3-1. ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ПРОВОДНИКОВ ПРИ КОМНАТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЕ

Номограмма на рис. 3-1 дает возможность решать различные задачи, возникающие в практике радиолюбителя: расчет проволочных сопротивлений для радиотехнических или измерительных схем (гасящие и добавочные сопротивления, шунты и делители); расчет обмоток нагревательных приборов (паяльника, устройства для снятия изоляции с проводов и т. п.). Иногда бывает необходимо подсчитать сопротивление обмотки из медного провода (в расчетах трансформаторов и дросселей).

По номограмме можно найти любую из четырех величин, входящих в формулу, если заданы три остальные.

Сопротивление медного провода при известных его длине и диаметре (или сечении) определяется одним приложением линейки.

Чтобы найти сопротивление проводника из другого материала, через полученную точку на шкале $R_м$ и заданную величину ρ (вид материала проводника) проводят прямую до пересечения со шкалой *P*.

По заданным $l=10$ *м* и $d=0{,}1$ *мм* определяем точку на шкале $R_м$, через которую проводится вторая разрешающая прямая. Ответ: $R\approx 550$ *ом*.

Часто приходится определять длину отрезка провода (имеющихся в наличии диаметра и марки) для изготовления резистора с заданным сопротивлением. Порядок действий по номограмме в этом случае изменяется на обратный.

Пример 2.

Определить длину отрезка константанового провода $d=0{,}4$ *мм*, необходимого для изготовления шуита сопротивлением $R=1$ *ом*. Через точки $R=1$ *ом* и $\rho\approx\approx 0{,}5$ *ом · мм²/м* проводим первую прямую и получаем точку на шкале $R_м$. Вторую прямую проводим через полученную точку $R_м$ и заданную $d=0{,}4$ *м*.

Ответ: $l\approx 0{,}25$ *м* ≈ 25 *см*.

Пример 3.

Если бы потребовалось рассчитать шунт из того же провода сопротивлением $R=0{,}1$ *ом*, то вторая разрешающая прямая не пересекла бы ось *l* (ушла ниже чертежа). В таком случае следует, как указаио в § 1-3, взять на шкале *R* в 10 раз большее сопротивление (т. е. $R=1$ *ом*) и, произведя построения по второму примеру, уменьшить окончательный результат в 10 раз.

Ответ: $R=0{,}025$ *м* $\approx 2{,}5$ *см*.

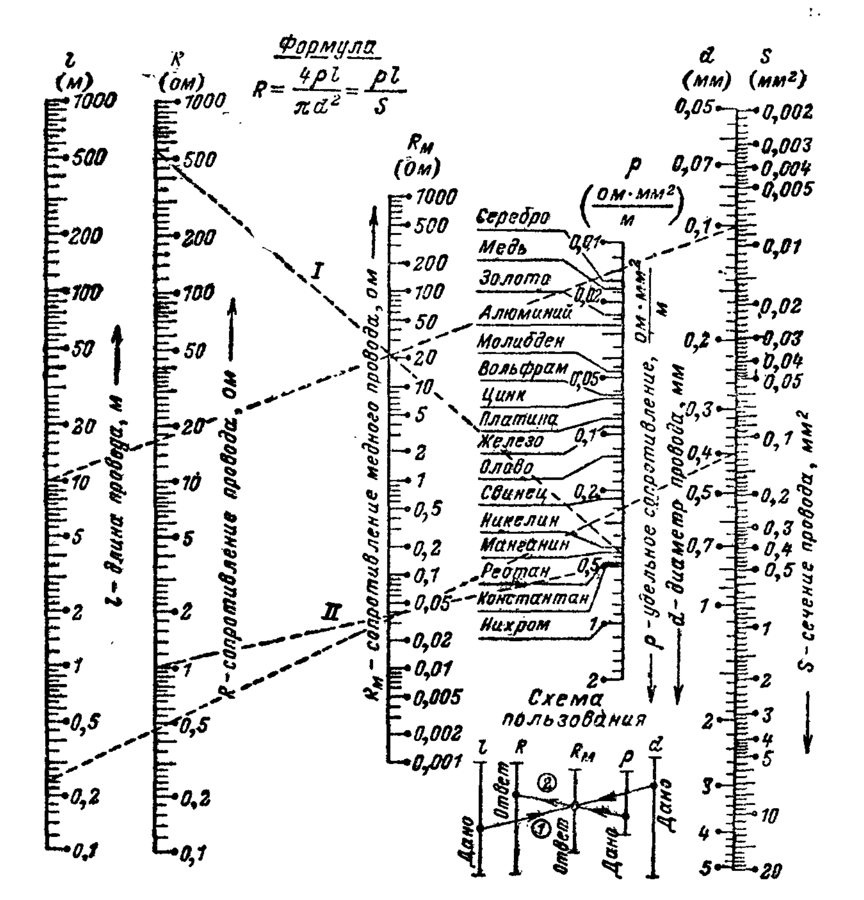


Рис. 3-1. Номограмма для расчета электрического сопротивления проводников при комнатной температуре.

3-2. СОПРОТИВЛЕНИЕ МЕДНОГО ПРОВОДА В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ЕГО ТЕМПЕРАТУРЫ

Номограмма на рис. 3-2 позволяет определить сопротивлеие медного провода нри повышенной (сверх 20° С) температуре или находить температуру его нагрева по сопротивлению. Последнее дает возможность легко проверить рабочую температуру обмоток трансформатора путем измерений сопротивления обмотки в «холодном» состоянии (при $t=20°$ С) и после ее иагрева. Таким образом, можно контролировать исправность трансформатора. По измеренным омметром сопротивлениям R_{20} и R_t на номограмме находят решать другие аналогичные задачи. величины *t* и Δt.

С помощью номограммы можно также рассчитать величину термокомпенсирующего сопротивления и решать другие аналогичные задачи.

Пример 1.

Сопротивление провода сетевой обмотки силового трансформатора при $t=20°$ С равно $R_{20}\approx 9$ *ом*. После 30 *мин* работы $R_t\approx 10{,}5$ *ом*. Находим: $t=62°$ С; $\Delta t=42°$ С.

3-3. НАГРУЗКА ПРОВОДА ТОКОМ

Нагрузка провода током характеризуется величиной тока, приходящегося на единицу сечения проводника. Эта величина называется плотностью тока:

Пример 1.

Найти сопротивление 10 *м* манганинового провода ($\rho\approx 0{,}43$ *ом · мм²/м*) диаметром 0,1 *мм*.

$$J=I/S,\ a/м^2.$$

В слаботочной электротехнике и радиотехнике обычно берется отношение тока к площади сечения, выраженной не в квадратных метрах, а в квадратных миллиметрах (*а/мм²*). По номограмме (рис. 3-3) можно определить плстность тока, если заданы величина тока и диаметр или сечение провода.

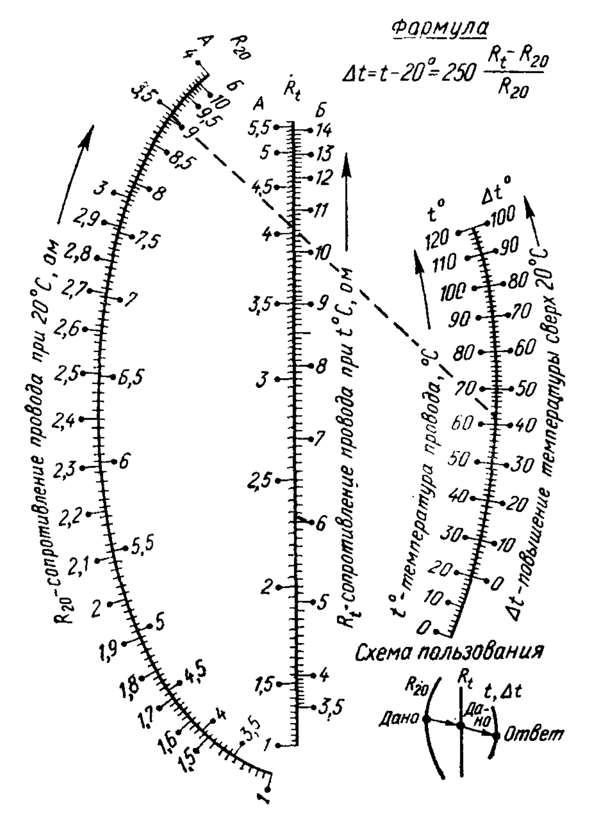


Рис. 3-2. Номограмма для расчета сопротивления медиого провода в зависимости от его температуры.

Допустимая плотность тока в катушках с сердечниками выбирается из условий нормального теплового режима. В бытовой промышленной и радиолюбительской аппаратуре нагрев низкочастотных трансформаторов и дросселей не должен превышать 75° С при длительной работе. Для этого плотность тока в обмотках берется в пределах 2—5 *а/мм²* (меньшие величины — для более мощных трансформаторов, и наоборот). При кратковременном включении обмоток (реле, соленоиды, электромагниты и пр.) на время порядка единиц — десятков секунд плотность тока может быть увеличена до 10—15 *а/мм²*, а при импульсной работе (единицы—десятки миллисекунд) — до 30 *а/мм²*.

В тех случаях, когда нагрев проводника отрицательно сказывается на работе устройства, например в шунтах и добавочных сопротивлениях к измерительным приборам, плотность тока выбирается не более 1,5 *а/мм²*.

Пример.

Дано: $I=4$ *а*; $J=3{,}5$ *а/мм²*. Находим: $d=1{,}2$ *мм*.

3-4. ПЛАВКИЕ ПРЕДОХРАНИТЕЛИ

Номограмма на рис. 3-4 дает возможность выбрать материал и диаметр проводника (плавкой вставки) для

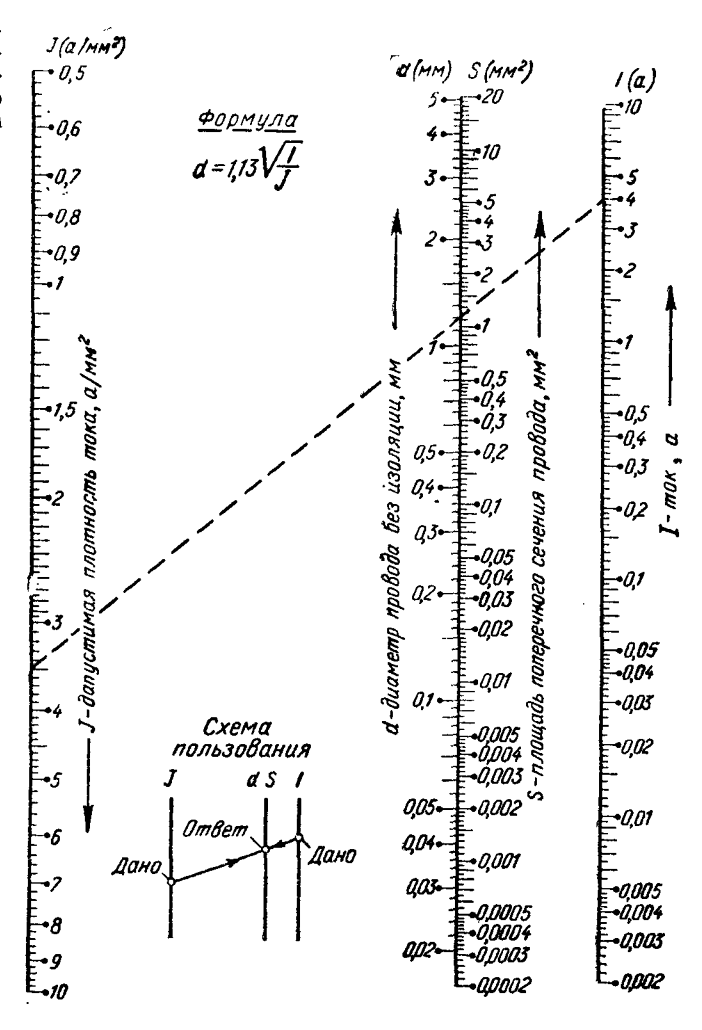


Рис. 3-3. Номограмма для расчета плотности тока.

предохранителей с заданным номинальным током $I_{пр}$.

Защитное действие плавкого предохранителя основано на том, что количества тепла *Q*, выделяющегося в проволочке при прохождении тока $I_{пл}$, достаточно для ее расправления. Сгорание плавкой вставки происходит тем быстрее, чем больше отношение максимального тока в цепи $I_{макс}$ к номинальному току, указанному на предохранителе, $I_{пр}$. Для разрыва цепи необходимо, чтобы отношение $I_{макс}/I_{пр}$, называемое кратностью тока перегрузки, составляло 2 или более. Быстродействующие предохранители марки ВП-2*а* сгорают при $I_{макс}/I_{пр}=2$ (т. е. при токе 4 *а*) за 0,3 *сек*, предохранители ПК-2*а* — более чем за 1 *сек*. При четырехкратной перегрузке ($I_{макс}=8$ *а*) предохранитель ВП сгорает за 50 *мсек*, а ПК — за 150 *мсек* (рис. 3-5).

Ампер-секундные характеристики наиболее распространенных в радиолюбительской и бытовой радиоаппаратуре малогабаритных предохранителей типа ПМ ($l=20$ *мм*) близки к характеристикам трубчатых предохранителей ПК ($l=30$ и 45 *мм*) и ПЦ ($l=30$ *мм*).

Таким образом, указанная на предохранителе величина $I_{пр}$ является не током плавления, а номинальным током защищаемого устройства. Защита полупроводниковых устройств плавкими предохранителями, как пра-

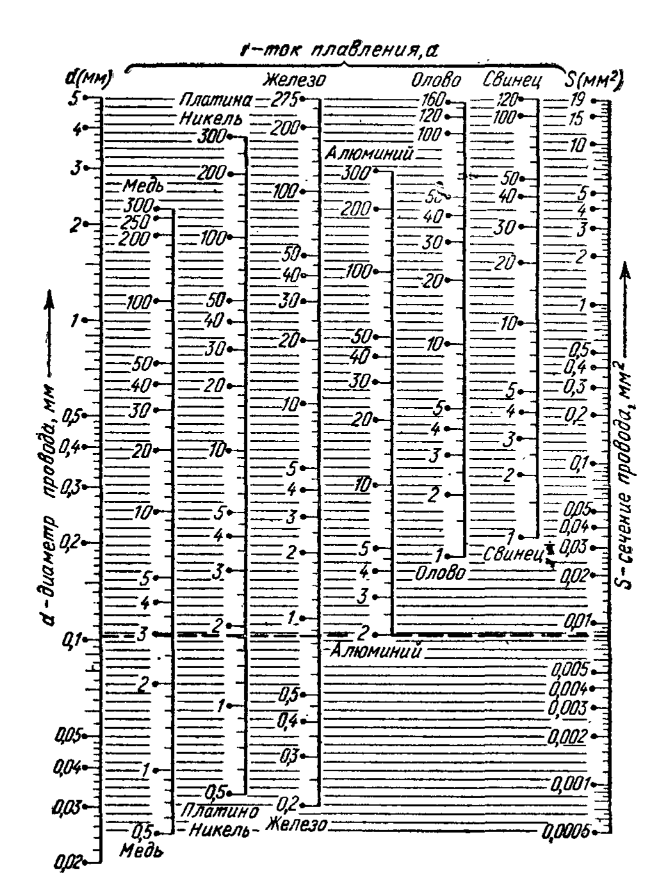


Рис. 3-4. Номограмма для расчета тока плавления проводников.

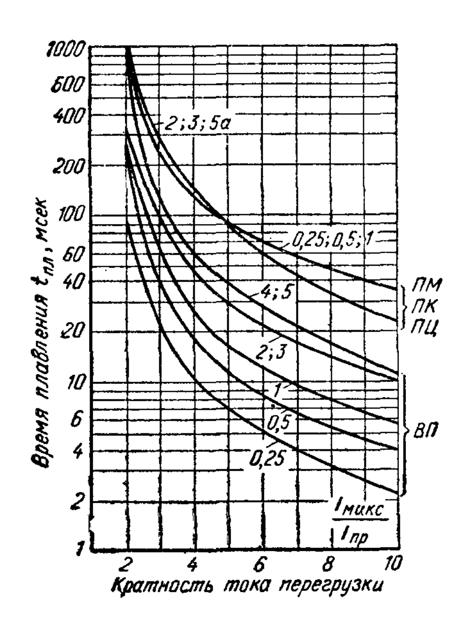


Рис. 3-5. Ампер-секундные характеристики плавких предохранителей.

вило, невозможна, так как транзисторы выходят из строя от перегрузки по току быстрее, чем сгорают предохранители.

Пример 1.

Чтобы получить предохранитель на номинальный ток $I_{пр}=1{,}5$ *а*, необходимо взять проволочку с током плавления 3 *а*. Для $I_{пл}=3$ *а* по номограмме на рис. 3-4 находим: $d=0{,}1$ *мм* (для меди).

Пример 2.

Выбрать предохранитель для первичной обмотки силового трансформатора с током $I=1$ *а* при условии, что в течение 0,15 *сек* после включения в цепи протекает ток $I_{макс}$ до 4 *а*, вызванный начальным зарядом конденсаторов выпрямителя и фильтра.

По ампер-секундным характеристикам (рис. 3-5) находим, что нормальный (не быстродействующий предохранитель с номинальным током $I_{пр}=1$ *а* может сгореть при четырехкратной перегрузке за время около 150 *мсек*, т. е. 0,15 *сек*. Поэтому, чтобы избежать сгорания предохранителей от бросков тока при включении, необходимо выбрать $I_{пр}=2$ *а*. В этом случае $I_{макс}/I_{пр}=2$. Время сгорания нормального предохранителя (ПМ, ПК) при $I_{макс}/I_{пр}=2$ превышает 1 *сек*, т. е. намного больше времени переходного процесса в выпрямителе.

3-5. АМПЛИТУДНОЕ И ДЕЙСТВУЮЩЕЕ ЗНАЧЕНИЯ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

Номограмма (рис. 3-6) связывает амплитудное и действующее значения переменного синусоидального тока или напряжения.

Амплитуда тока или напряжения I_m или U_m — это максимальная величина (отклонение) колебания. На рис. 3-7 видно, что амплитудное значение положительной полуволны достигается в точке $\pi/2$, а отрицательной — в точке $3\pi/2$.

В электротехнике чаще употребляется действующее или эффективное значение $I_{эфф}$ — величина переменного тока, численно равная такой величине постоянного тока I_0, что соблюдается следующее условие: оба тока, проходя по одинаковым активным сопротивлениям, выделяют равные количества тепла $I_{эфф}Rt=I_0Rt$. Аналогично определяется и эффективное (действующее) значение переменного напряжения $U_{эфф}$.

Для синусоидальных тока и напряжения имеет место следующая связь между амплитудными и действующими величинами токов и напряжений:

$$I_{эфф}=I_m/\sqrt{2}\approx 0{,}707\,I_m;\quad U_{эфф}=U_m/\sqrt{2}=0{,}707U_m;$$

$$I_m=\sqrt{2}\,I_{эфф}\approx 1{,}41\,I_{эфф};$$

$$U_m=\sqrt{2}\,U_{эфф}\approx 1{,}41\,U_{эфф}.$$

3-6. ЗАКОН ОМА И МОЩНОСТЬ

Номограмма на рис. 3-8 связывает формулу закона Ома для участка цепи $I=U/R$ с формулой мощности $P=IU$. Поэтому одним приложением линейки по двум известным величинам можно определить две неизвестные величины.

С помощью номограммы можно рассчитывать как цепи постоянного тока так и линейные цепи переменного тока (т. е. подчиняющиеся закону Ома).

Пример 1.

Дано: паяльник с номинальным напряжением $U_н=127$ *в* мощностью $P_н=50$ *вт* необходимо включить в сеть напряжением $U_с=220$ *в*. Найти гасящее сопротивление $R_г$.

Находим: $I_н=0{,}4$ *а*; $R_г=\dfrac{U_г}{I_н}=\dfrac{U_с-U_н}{I_н}\approx 250$ *ом*; $P_г\approx 40$ *вт*.

Если отсутствует остеклованный резистор такого сопротивления и главное такой мощности, можно включить последовательно с паяльником электролампу напряжением 127 *в* и мощностью 40 *вт* ($R_л \approx 400$ *ом*). При этом паяльник будет работать с небольшим недокалом. Для кратковременной работы с перекалом допустимо включение последовательно с паяльником полупроводникового диода, который должен быть рассчитан на ток $I_д \geqslant 0,6$ *а* *.

Пример 2 Паяльник, имеющий те же данные, что и в примере 1, перекаливается при длительной работе от сети напряжением 127 *в*. Необходимо снизить нагрев паяльника до нормального.

Практически установлено, что стандартные паяльники хорошо работают при снижении напряжения примерно на 20%, т. е. до 100 *в* для сети 127 *в*.

Определяем величину гасящего сопротивления и мощность резистора, принимая величину тока в цепи также на 20% ниже номинальной ($I_{ном}=0,4$ *а*). При $U_г = 27$ *в* и $I_н = 0,32$ *а* находим: $R_г \approx 85$ *ом*; $P_г \approx 9$ *вт* (для паяльника с $U_{ном}=220$ *в* $R_г \approx 200$ *ом*; $P_г \approx 8$ *вт*).

В качестве гасящего можно применять остеклованный резистор ПЭВ мощностью 10 *вт* или более. Особенно удобно включить в цепь паяльника (подвесить у вилки) резистор типа ПЭВР с передвижным хомутиком, сопротивление которого надо взять несколько больше расчетного. Степень нагрева паяльника легко регулируется передвижением хомутика.

Рис. 3-6. Номограмма амплитудных и эффективных значений тока и напряжения.

На рис. 3-9 приведена специализированная номограмма, предназначенная для определения выходной мощности усилителей низкой частоты при заданном сопротивлении нагрузки и известном напряжении на нем. Использование этой номограммы особенно эффективно при отладке усилителя, когда после каждого изменения параметра или режима необходимо проверять величину выходной мощности.

Градуировка шкалы $R_н$ соответствует наиболее характерным значениям сопротивлений звуковых катушек электродинамических громкоговорителей. На шкале напряжений отложены эффективные (действующие) значения, измеряемые вольтметром. Если в качестве измерителя выходного напряжения применяется электронный осциллограф или пиковый вольтметр, проградуированный в амплитудных значениях U_m, полученные величины напряжений предварительно переводятся в эффективные с помощью номограммы на рис. 3-6.

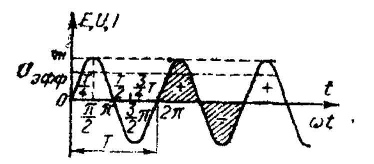


Рис. 3-7. График синусоидального переменного тока.

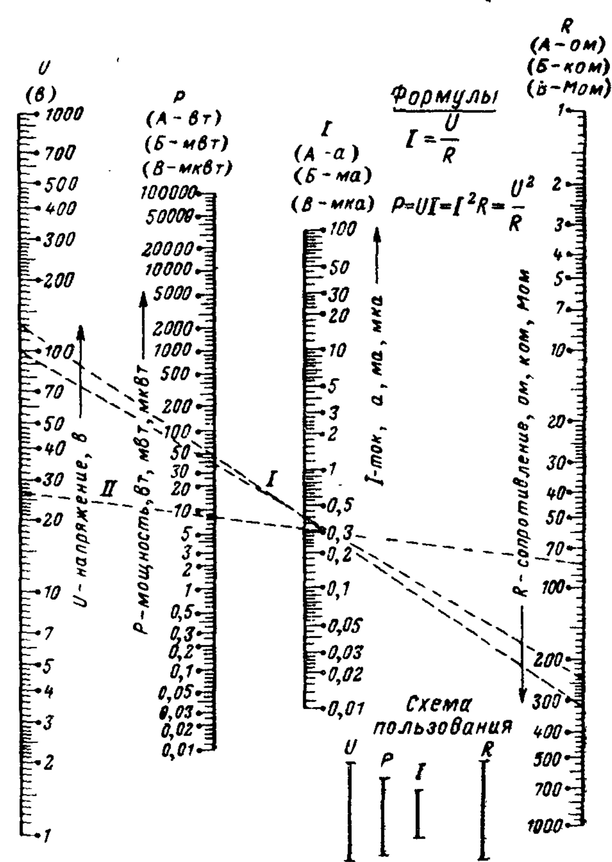


Рис. 3-8. Номограмма для расчетов тока, напряжения, сопротивления и мощности в линейных цепях.

Пример 1.
Дано: $R_н=8$ *ом*; $U_{вых}=12$ *в*.
Находим: $P_{вых}=18$ *вт*.

Для маломощных транзисторных усилителей, у которых напряжение на нагрузке менее 1 *в*, следует увеличивать в 10 раз значение $U_{вых}$, а затем в 100 раз уменьшать полученную величину $P_{вых}$.

* С учетом амплитудного значения тока $I_н$ (см. § 3-5).

Пример 2.

Дано: $R_н$=10 *ом* (0,1ГД-8); $U_{вых}$=0,6 *в*. На оси напряжений берем значение $U_{вых}$=6 *в*.

Находим: $P_{вых}$=3,6 *вт*/100=0,036 *вт*=36 *мвт*.

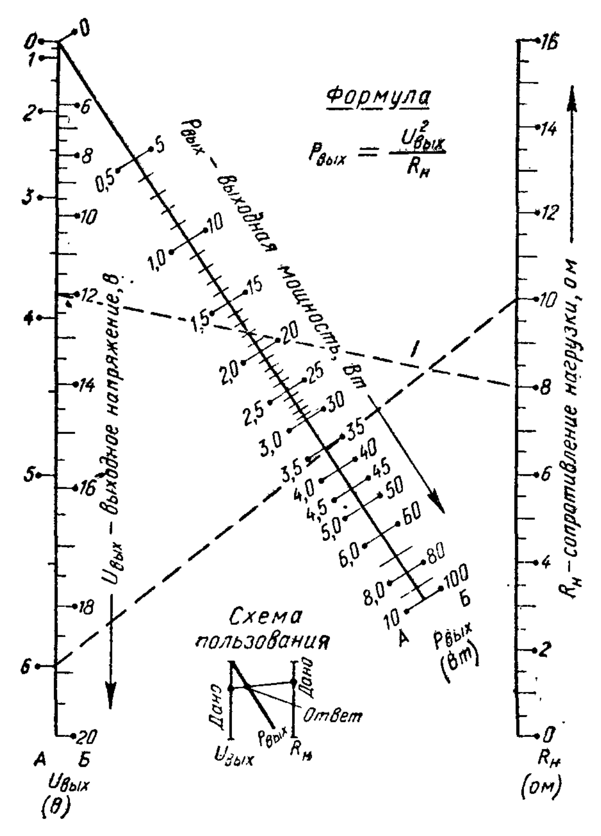


Рис. 3-9. Номограмма для определения выходной мощности УНЧ.

3-7. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ НИЗКООМНЫМ ВОЛЬТМЕТРОМ

Величина э. д. с., измеряемая, как и напряжение, в вольтах, является напряжением холостого хода ($U_{х.х}$), т. е. э. д. с. на зажимах источника будет только при отсутствии (отключении) сопротивления нагрузки. Значение э. д. с. может быть точно измерено компенсационным методом или приближенно вольтметром, сопротивление которого значительно больше внутреннего сопротивления источника R_i.

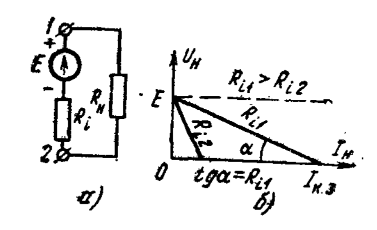


Рис. 3-10. Источник э. д. с.

а — эквивалентная схема; *б* — вольт-амперная (внешняя) характеристика.

С этой точки зрения очень важен правильный выбор вольтметра для измерений в высокоомных цепях (содержащих высокоомные резисторы). Если входное (внутреннее) сопротивление прибора мало по сравнению с R_i источника, вольтметр является для него нагрузкой $R_н$, потребляющей значительный ток

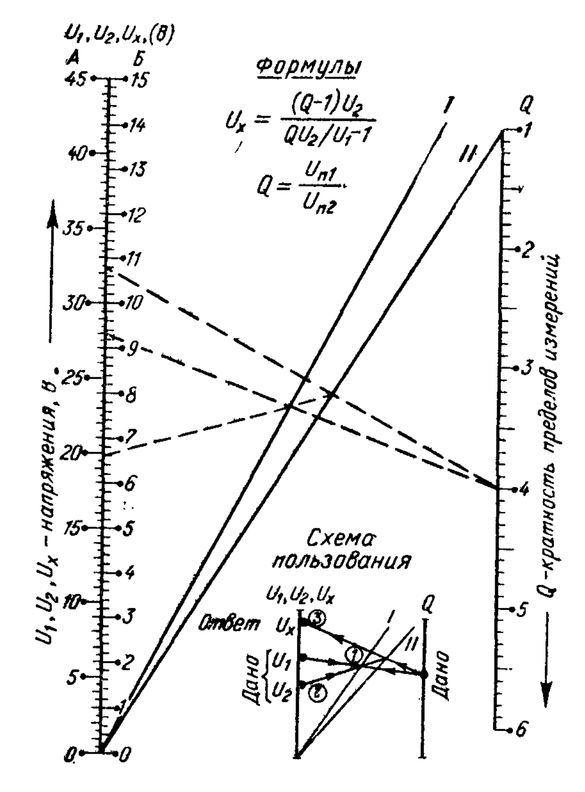


Рис. 3-11. Номограмма для расчета истинной величины напряжения, измеренного низкоомным вольтметром.

(рис. 3-10, *а*). Падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника за счет этого тока приводит к снижению выходного напряжения $U_н$ (рис. 3-10, *б*). Показание вольтметра, подключенного к зажимам *1-2*, хотя оно и будет совершенно точным (с учетом погрешности самого прибора), окажется намного ниже значения э. д. с. источника или напряжения, которое действует в отсутствие вольтметра. Таким образом, чем меньший

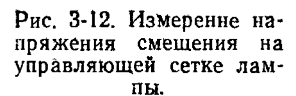
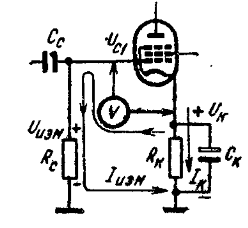


Рис. 3-12. Измерение напряжения смещения на управляющей сетке лампы.



ток потребляет измерительный прибор, т. е. чем больше его входное сопротивление, тем меньше падение напряжения на сопротивлении R_i и правильнее результаты измерений.

Номограмма на рис. 3-11 предназначена для получения правильного результата при измерении напряже-

ния вольтметром, входное сопротивление которого относительно мало по сравнению с тем участком цепи, где производится измерение. Насколько велики могут быть ошибки, возникающие из-за подключения недостаточно высокоомного вольтметра, показывает следующий пример. Авометром, внутреннее сопротивление которого при измерении постоянного напряжения составляет 10 *ком/в*, измеряется напряжение смещения на сетке лампы в каскаде УНЧ. Прибор подключен между сеткой и катодом (рис. 3-12). В цепи сетки включен резистор сопротивлением $R_c = 0{,}5$ *Мом*. Вольтметр на шкале 10 *в* показывает напряжение 0,5 *в*, а на шкале 3 *в* — менее 0,1 *в* (по абсолютной величине).

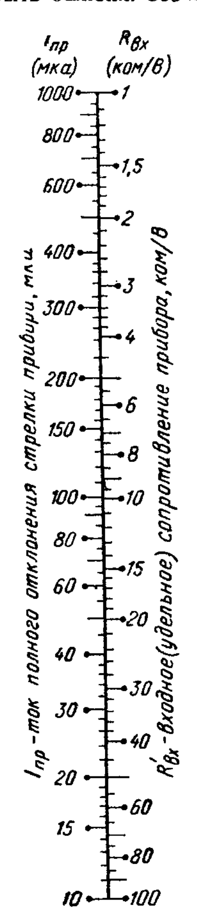


Рис. 3-13. Номограмма для расчета удельного входного сопротивления вольтметра.

Действительное напряжение смещения (которое может быть измерено на том же участке электронным вольтметром) составляет $U_{c1} = -3$ *в*. При подключении тестера создается цепь, показанная на рис. 3-12, и бóльшая часть напряжения U_{c1} падает на сопротивлении резистора R_c. Таким образом, ошибка измерения составляет сотни процентов.

Конечно, приведенный выше пример представляет собой крайний случай: в других высокоомных цепях (базовые цепи транзисторов, анодные и экранные цепи радиоламп) результат измерения отличается от истинной величины напряжения не так резко. Однако и там возможны ошибки в несколько десятков процентов, связанные с подключением недостаточно высокоомного прибора.

Существует простая возможность найти правильный результат даже с низкоомным вольтметром, если произвести измерение не на одном, а на двух пределах (шкалах) и подсчитать соответствующую поправку. Так как формула для вычисления поправки достаточно сложна, пользуются номограммой на рис. 3-11.

Измерив неизвестное напряжение U_x на двух пределах, следует найти величину Q, равную отношению (кратности) этих пределов:

$$Q = \frac{U_{п1}}{U_{п2}} > 1.$$

На шкале левой оси номограммы откладывают большее из двух измеренных напряжений U_1 и соединяют эту точку с точкой Q на правой оси. От точки U_2 (также на левой оси) проводят прямую через точку *1* пересечения первой построенной линии и наклонной оси *I*, продолжая эту прямую до пересечения с осью *II* (точка *2*). Третью разрешающую прямую проводят через точки Q и *2* до пересечения с осью напряжений, где и получают ответ: U_x. Все значения напряжений должны быть взяты на одной и той же шкале (*А* или *Б*).

Пример 1.

Дано: на двух пределах вольтметра $U_{п1} = 100$ *в* и $U_{п2} = 25$ *в*; измерены напряжения $U_1 = 28$ *в* и $U_2 = 20$ *в*.

Находим: $Q = 100/25 = 4$; $U_x \approx 32{,}3$ *в*.

Входное сопротивление многопредельного вольтметра различно на всех пределах измерений, так как для каждого предела в приборе имеется свое добавочное сопротивление (см. § 3-10). Поэтому для сравнения приборов и некоторых расчетов пользуются удельным входным сопротивлением — числом ом на 1 *в* (*ом/в*). Эта величина неизменна у каждого прибора для всех (или почти всех) пределов измерений данного рода напряжения, отдельно для постоянного и переменного.

Для вольтметров с достаточно чувствительным измерителем («головкой»), у которого ток полного отклонения стрелки $I_{пр}$ не превышает 1 *ма*, удельное входное сопротивление можно найти по приближенной формуле

$$R'_{вх} \approx 1/I_{пр}$$

или воспользоваться номограммой, построенной по этой формуле (рис. 3-13).

Чем чувствительнее индикатор вольтметра, тем больше число ом на вольт и тем лучше подходит прибор для измерений в высокоомных цепях.

Ниже приведены значения удельного входного сопротивления $R'_{вх}$ для наиболее распространенных типов тестеров (авометров) при измерении постоянного напряжения, *ком/в*:

Ц315	1
ТТ-1, «Школьный»	5
Ц430, Ц430/1	8
ТТ-3, ТЛ-4, Ц20, Ц437	10
ПР-5М, Ф432, Ф434, Ц434-1	16,7
АВО-5М, Ц39, Ц51, Ц52, Ц57, Ц434, Ц435, Ц4315, Ц4325	20
Ц55, Ц4314	83,3

Зная величину $R'_{вх}$, можно легко найти входное сопротивление данного вольтметра на любом пределе измерений. Для этого достаточно умножить $R'_{вх}$ на верхнее значение предела (шкалы) вольтметра.

Пример 2.

Дано: ток индикатора $I_{пр} = 50$ *мка*; предел 300 *в*.

Находим $R'_{вх} = 20$ *ком/в* (по номограмме на рис. 3-13); $R_{вх(300\ в)} = 20$ *ком/в* $\cdot$ 300 *в* = 6 *Мом*.

3-8. ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ ИЛИ ИНДУКТИВНОСТЕЙ, ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ЕМКОСТЕЙ

В тех случаях, когда под рукой у радиолюбителя не оказывается определенного резистора (или конденсатора), необходимую величину сопротивления (или емкости) можно получить последовательным или параллельным соединением двух элементов. Обычно предпочтительнее параллельное соединение, которое не усложняет монтаж, однако расчет результирующей величины сопротивления по формуле $R_{общ} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ отнимает много времени, особенно в случае необходимости экспериментального подбора резистора.

Номограмма на рис. 3-14 позволяет быстро определять результирующее сопротивления двух соединенных параллельно резисторов, результирующую емкость двух последовательно включенных конденсаторов и общую индуктивность при параллельном соединении катушек. При числе элементов более двух сначала определяют

результирующую (общую) величину для двух первых элементов, затем для общей и третьего и т. д.

Так же важно бывает найти сопротивление (емкость, индуктивность), которое необходимо подключить к данному, чтобы получить требуемую величину.

Пример 1. Параллельное соединение сопротивлений. Дано: $R_1=500$ *ом*; $R_2=750$ *ом*.
Находим: $R_{общ}=300$ *ом*.

Пример 2. Последовательное соединение емкостей.

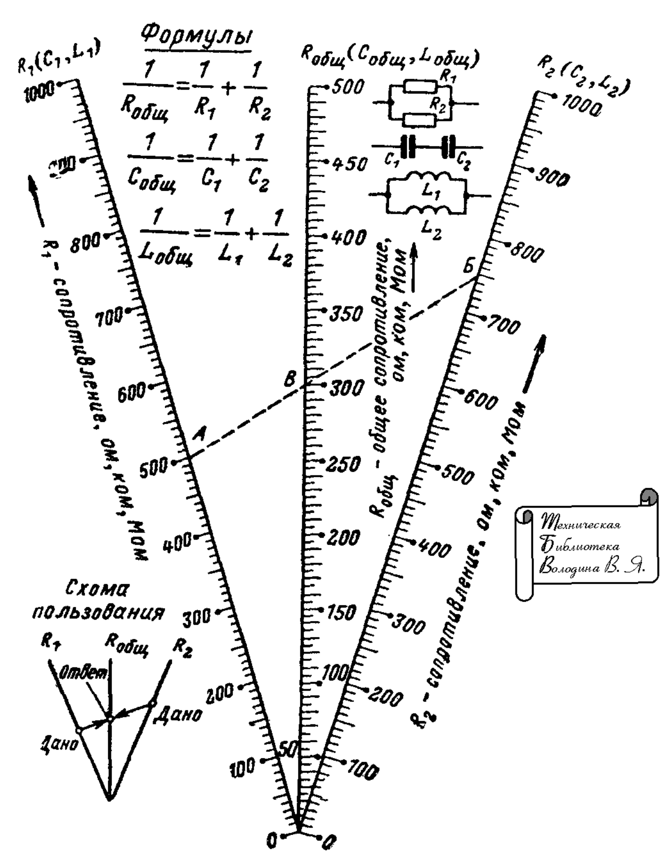


Рис. 3-14. Номограмма для расчетов при параллельном соединении сопротивлений (катушек индуктивности) и последовательном соединении конденсаторов.

Дано: $C_1=0{,}05$ *мкф*; $C_{общ}=0{,}03$ *мкф*.
Находим: $C_2=0{,}075$ *мкф*.

Пример 3. Параллельное соединение индуктивностей.

Дано: $L_2=7{,}5$ *мгн*; $L_{общ}=3$ *мгн*.
Находим: $L_1=5$ *мгн*.

Ответы для всех трех примеров лежат на одной разрешающей прямой.

Следует иметь в виду, что параллельное соединение сопротивлений (индуктивностей) и последовательное соединение емкостей дает заметный эффект только при величинах одного порядка, т. е. различающихся друг от друга не более чем в 10 раз. Так, например, при параллельном соединении равных сопротивлений $R_{общ}$ равно половине каждого из них. Если одно сопротивление больше другого в 10 раз, результирующее меньше наименьшего на 10%.

Пример 4.

Дано: $R_1=100$ *ом*; $R_2=10$ *ком*. Находим: $R_{общ}=99$ *ом*.

Расчеты при соединении индуктивностей имеют некоторые особенности возникающие при связи между двумя катушками через магнитное поле. Поэтому общая индуктивность при последовательном или параллельном включении двух или нескольких катушек зависит от наличия магнитной (индуктивной) связи между ними.

По номограмме на рис. 3-14 можно рассчитывать параллельное соединение индуктивностей только при отсутствии магнитной связи между катушками. Этому условию соответствуют, например, катушки, намотанные на отдельных ферромагнитных сердечниках (броневых или тороидальных).

Если же две (и более) катушки намотаны на общем сердечнике или катушки с незамкнутыми магнитопроводами расположены близко друг от друга, то для расчета общей индуктивности предварительно должен быть найден коэффициент взаимной индукции M (см. § 3-13).

3-9. ДЕЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Номограмма на рис. 3-15 предназначена для расчета делителей напряжения на активных сопротивлениях и емкостях. Делители напряжения в противоположность гасящим сопротивлениям не поглощают излишнее напряжение источника, а делят $U_{вх}$ в определенном отношении (рис 3-16). Делители напряжения применяются в следующих случаях:

1) когда ток нагрузки очень мал ($I_н\approx0$) и для получения необходимого падения напряжения потребовалось бы включить чрезмерно большое гасящее сопротивление;

2) когда напряжение на нагрузке должно оставаться относительно постоянным при колебаниях тока нагрузки.

Устройства первого типа называются ненагруженными (рис. 3-16, *а*), а второго — нагруженными делителями напряжения (рис. 3-16, *б* и *в*). Существенным недостатком делителей является собственное потребление тока, протекающего через оба плеча — верхнее R_1 и нижнее R_2.

Ненагруженные делители встречаются реже, чем нагруженные. В некоторых радиосхемах с ненагруженного делителя снимают отрицательное смещение на управляющие сетки электронных ламп (при отрицательном смещении ток в цепи сетки очень мал) и в схему АРУ.

Калибровка измерительных приборов (вольтметров) обычно производится с помощью ненагруженного делителя. Входные цепи ламповых вольтметров также представляют собой многоступенчатые ненагруженные делители.

Чтобы выполнить условие ненагруженности, ток через делитель должен быть по меньшей мере в 100 раз больше тока нагрузки. Когда ток нагрузки $I_н$ мал, выполнить это условие достаточно легко. Если же нагрузка практически не потребляет тока, как, например, цепь управляющей сетки лампы, суммарная величина сопротивления делителя выбирается из других соображений или берется произвольной. Во всех случаях ток $I_н$ должен быть допустимым для источника питания и не слишком ухудшать экономичность устройства.

По номограмме на рис. 3-15 можно выбрать сопротивление плеч делителя при заданных напряжениях $U_{вх}$ и $U_{вых}$ или определить напряжение $U_{вых}$, если известны R_1, R_2 и $U_{вх}$.

Нагруженный делитель предназначен, как упоминалось, для поддержания неизменного напряжения на нагрузке при колебаниях тока $I_н$.

Примерами могут служить делитель в цепи экранирующей сетки пентода (обычно в каскадах УВЧ и УПЧ), а также широко употребляемый делитель в цепи базы транзистора (см. § 5-5).

Расчет нагруженного делителя осложнен тем, что через его верхнее плечо протекает сумма токов $I_н$ и $I_д$,

Рис. 3-15. Номограмма для расчета резистивных и емкостных делителей напряжения.

а через нижнее — только ток $I_д$. Таким образом, падение напряжения на верхнем плече зависит от изменяющегося тока нагрузки. Чтобы ослабить эту зависимость, ток $I_д$ выбирают в несколько раз больше тока $I_н$. Если позволяют условия (мощность источника питания, мощность, выделяемая в делителе, стоимость электроэнергии и пр.), ток $I_д$ берут в 5—10 раз бо́льшим $I_н$. В худшем случае можно ограничиться условием $I_д = (3 \div 5) I_н$.

Расчет нагруженного делителя также можно произвести по номограмме (рис. 3-15), если сопротивлением нижнего плеча считать величину

$$R = \frac{R_2 R_н}{R_2 + R_н}.$$

После расчета делителя, пользуясь номограммой для параллельного соединения сопротивлений (см. рис. 3-14), определяют по заданному $R_н$ и найденному R сопротивление нижнего плеча R_2. Сопротивление $R_н$ считается заданным, если известны напряжение и ток нагрузки:

$$R_н = U_н / I_н.$$

Как нагруженный, так и ненагруженный делители, позволяющие плавно изменять напряжение на нагрузке, называются потенциометрами (название не вполне точное, но широко распространенное).

В отличие от гасящего сопротивления при включении переменного резистора потенциометром у него обязательно используются все три вывода (рис. 3-16, в).

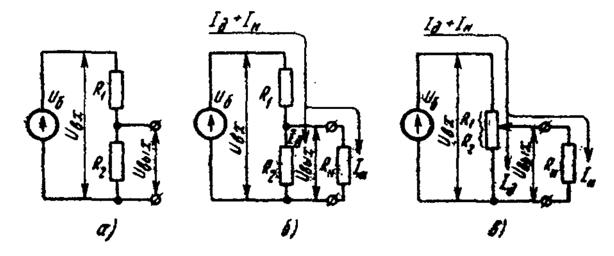


Рис. 3-16. Делители напряжения.

а — ненагруженный; б — нагруженный; в — регулируемый.

Любой переменный резистор может быть применен в качестве плавно регулируемого делителя напряжения, если его сопротивление обеспечивает заданный ток $I_д$, а допустимая мощность рассеяния больше мощности делителя.

Пример 1.

Определить сопротивления плеч ненагруженного делителя напряжения.

Дано: $U_{вх}=300$ *в*; $U_{вых}=82$ *в*. Общее сопротивление делителя должно быть $R_1+R_2=250$ *ком*.

Находим: $R_1\approx180$ *ком*; $R_2\approx68$ *ком*.

Та же номограмма служит для расчета емкостного делителя, более точного по сравнению с активным, при делении высокочастотного переменного напряжения. Снижение точности активного делителя объясняется тем, что с ростом частоты в непроволочных резисторах и особенно проволочных начинают сказываться собственная емкость и индуктивность, что приводит к изменению сопротивлений плеч.

Работа емкостного делителя основана на свойстве емкости играть роль реактивного (не поглощающего мощность) сопротивления в цепи переменного тока. Величина реактивного сопротивления конденсатора обратно пропорциональна емкости и частоте переменного тока (см. § 3-14) Однако емкостный делитель обеспечивает постоянный коэффициент деления переменного напряжения в широкой полосе частот, так как сопротивления обоих плеч пропорционально изменяются с изменением частоты.

Расчет емкостного делителя по номограмме (см. рис. 3-15) аналогичен расчету активного делителя.

Пример 2.

Дано: $C_1=220$ *пф*; $C_2=330$ *пф*; $U_{вх}=28$ *в*.
Находим: $U_{вых}\approx11$ *в*.

Прикидочный расчет многоступенчатого делителя (для входных цепей электронного вольтметра, аттенюаторов и других целей) производится по номограмме на рис. 3-17. По заданным суммарному сопротивлению делителя R и напряжениям пределов измерений U_1, U_2, ..., U_n определяют сопротивления резисторов, составляющих делитель.

Пример 3.

Дано: $R=10$ *Мом*; $U_1=3$ *в*; $U_2=10$ *в*; $U_3=50$ *в*.

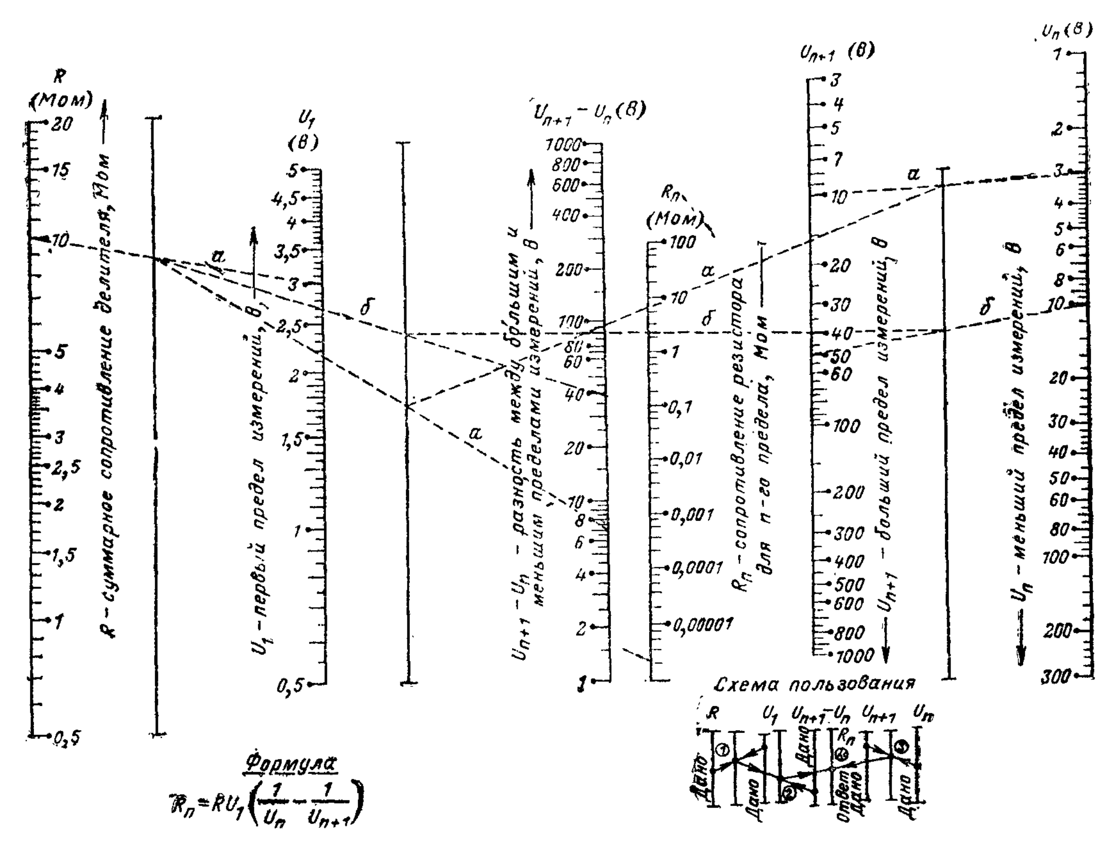


Рис. 3-17. Номограмма для расчета многоступенчатого делителя напряжения.

Обозначим: а) для первого (нижнего) предела $U_n=U_1=3$ *в*; $U_{n+1}=10$ *в*; находим $R_1=7$ *Мом*;
б) для второго предела

$$U_n=U_2=10\,в;\ U_{n+1}=U_3=50\,в;\quad R_2=2{,}4\ Мом.$$

Номограмма на рис. 3-18 дает возможность выбрать класс точности (допуск) резисторов, составляющих делитель, по заданной погрешности или решить обратную задачу.

В зависимости от коэффициента деления $K=U_2/U_1$ и заданной погрешности делителя $\Delta K/K$ (в процентах) находят суммарный допуск резисторов R_1 и R_2 (наклонные линии).

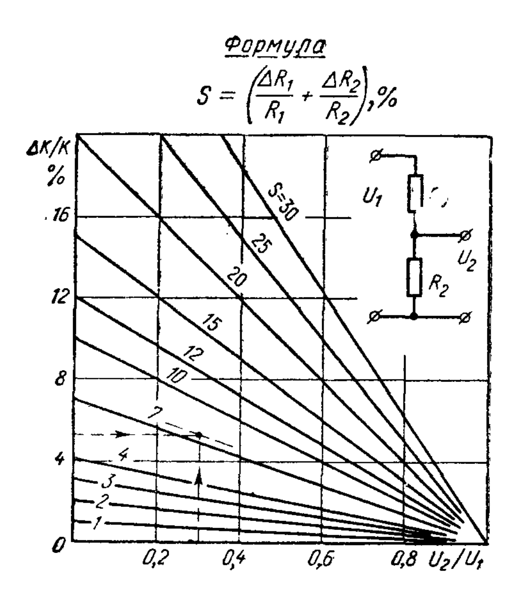


Рис. 3-18. Номограмма для выбора класса допуска резисторов делителя.

Пример 4.

Дано: $U_1=10$ *в*; $U_2=3$ *в*; $\Delta K/K=5\%$.

Находим: $K=3/10=0{,}3$; $S\approx7{,}5\%$, т. е. отклонение от воминала каждого резистора должно быть не больше $\pm3{,}75\%$ (или, например, у одного резистора $\pm5\%$, а у другого $\pm2{,}5\%$).

3-10. ДОБАВОЧНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ И ШУНТЫ

Гасящие сопротивления, применяемые в измерительной технике, носят иазваине добавочных. Они служать для расширения пределов измерений вольтметров постояниого и переменного токов и иекоторых других приборов. С помощью добавочных сопротивлений вольтметром с иизким пределом можно измерять любое большее напряжение. Так, например, прибор со шкалой 10 *в* легко приспособить для измерения 20, 100, 1 000 *в* и т. д. При этом напряжение иа самом вольтметре $U_{пр}$ во всех случаях не будет превышать 10 *в*, а разиость между измеряемым напряжением $U_{изм}$ и $U_{пр}$ будет падать на добавочном сопротивлении. Во всех тестерах и многопредельных вольтметрах имеется набор переключаемых добавочных сопротивлений, что дает возможность получить достаточное количество шкал с одним измерительным прибором («головкой»).

Расчет добавочных сопротивлений очень прост и ие отличается от расчета гасящих (см. § 3-6): за счет тока, потребляемого измерительным прибором $I_{пр}$ на $R_д$ должно падать лишнее напряжение $U_г=U_{изм}-U_{пр}$. Для расчета $R_д$ необходимо знать ток, потребляемый вольтметром при полном отклонении стрелки (этот ток неизменен на всех пределах измерений данного прибора).

С помощью добавочных сопротивлений можно ие только расширить пределы измерений вольтметра, но и получить вольтметр из микро- или миллиамперметра. Так как падение напряжеиия на измерителях тока очень мало (десятые и даже сотые доли вольта), допустимо считать, что все напряжение падает иа добавочном сопротивлении. По закону Ома (для участка цепи) определяют величину добавочного сопротивления (по номограмме иа рис. 3-8): $R_д=U_{изм}/I_{пр}$.

Чтобы из микроамперметра со шкалой на 100 *мка* получить вольтметр на 100 *в*, необходимо включить последовательно с измерительным прибором добавочное сопротивление, равное $R_д=1$ *Мом*. Никакой дополнительной градуировки шкалы при этом не требуется — все деления в микроамперах будут точно соответствовать напряжениям в вольтах (в пределах погрешности прибора и дополнительной погрешности за счет добавочного сопротивления).

Чтобы разброс величин резисторов не ухудшал класс точности вольтметра, добавочные сопротивления должны иметь отклонения фактического зиачения сопротивления от рассчитанного 0,5—2%, а в некоторых случаях еще меньшие. Для тестеров и ламповых вольтметров в качестве добавочных сопротивлений примеияют измерительные резисторы типа УЛИ, у которых допускаемые отклонения от номиала составляют ±1, ±2 и ±3%, а также отбираемые с указанной точностью из больших партий резисторы широкого применения: ВС, МЛТ, УЛМ. В некоторых более ответственных случаях применяют прецизионные резисторы типа БЛП (±0,5 и ±1%).

Выбор добавочных сопротивлений по мощности рассеяния производится обязательно с большим запасом; практически оии не должны заметно нагреваться проходящим через них током, так как нагрев вызывает измеиеиие величины сопротивлеиия. Для устранеиия воздействия колебаний температуры окружающей среды наиболее точные добавочные сопротивления типов ПТ, ПТН, ПТМ, ПТМК и др. изготовляются из мангаиина, константаиа или нихрома, имеющих очень малые температурные коэффициенты сопротивления — ТКС. (ТКС показывает, на сколько изменяется величина сопротивления при измеиеиии температуры на 1° С в относительиых единицах или процентах). Вредное воздействие иа добавочные сопротивления повышениой влажности воздуха, а также других паров или газов устраияют герметизацией резисторов (МГП, МВСГ и др.).

Шунтом называется сопротивлеиие, подключаемое параллельно какой-либо электрической цепи или ее элементу, например измерительиому прибору. Назиачение шунта — отвести часть тока из шунтируемой цепи. В измерительной технике это дает возможность расширять пределы измерений амперметров и ваттметров. Как и применение добавочных сопротивлений, подключение шунта позволяет получить из любого чувствительного измерителя более грубый. Например, для измерения тока 1 *ма* микроамперметром со шкалой иа 100 *мка* необходимо выбрать шуит так, чтобы через него протекал ток 0,9 *ма*. Тогда через микроамперметр при полном отклонении стрелки будет проходить нормальиый для него ток 0,1 *ма*.

Расчет сопротивлеиия шунта производится либо по формуле, выведенной на осиовании первого закоиа Кирхгофа, либо по номограмме (рис. 3-19), что зиачительно проще.

В комбинированных измерительных приборах имеется набор переключаемых шунтов, обычно выполияемый в виде так называемого универсального шунта. Это позволяет получить необходимое число пределов измерений по току.

Так как сопротивлеиие рамки измерителя $R_{пр}$ невелико, сопротивления шунтов оказываются малыми (едииицы и доли ома); поэтому их выполняют из маиганинового или констаитанового провода достаточиого сечения, а иногда и из медных проводов.

Пример.

Дано: $I_{пр}=0{,}1$ *ма*; $R_{пр}=500$ *ом*; $I_{изм}=50$ *ма*.

Находим: $U_{пр}=50$ *мв*; $R_ш=1$ *ом*.

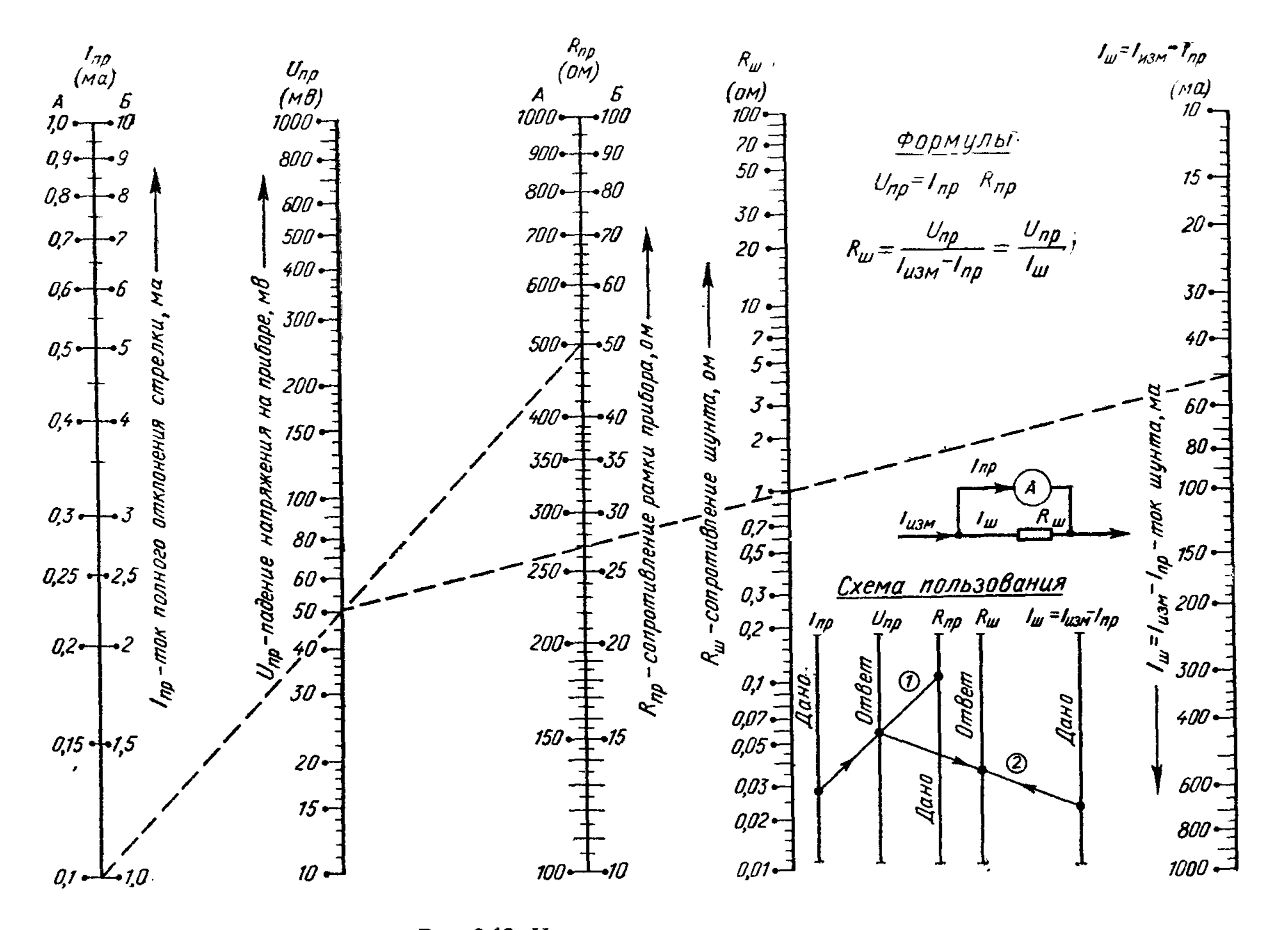


Рис. 3-19. Номограмма для расчета шунтов.

3-11. ДОПУСТИМАЯ МОЩНОСТЬ РАССЕЯНИЯ В РЕЗИСТОРАХ

Номограмма (рис. 3-20) дает возможность быстро определить необходимую мощность резистора при заданных номинале сопротивления и токе через резистор (или падении напряжения на нем). Для заданных типоразмера и номинала резистора можно найти допустимый ток.

В расчетах учитывается понижение допустимой мощности рассеяния в резисторе при росте температуры окружающей среды.

Пример 1

Дано резистор типа МЛТ-1 ($P_{ном}=1$ *вт*); $R=2{,}2$ *ком*; $T=65°$ С.

Находим: $I_{макс}\approx 20$ *ма*; $U_{макс}\approx 45$ *в*.

Если при определении мощности рассеяния резистора полученное значение окажется лежащим между двумя стандартными значениями P, следует всегда выбирать ближайшую бо́льшую мощность.

Пример 2

Дано $R=30$ *ком*; $U=100$ *в*; $T=40°$ С.

Находим $P\approx 0{,}33$ *вт*. Необходимо взять резистор мощностью $P_{ном}=0{,}5$ *вт* или более.

3-12. ИНДУКТИВНОСТЬ НИЗКОЧАСТОТНОЙ КАТУШКИ С ФЕРРОМАГНИТНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ

Индуктивность L, играющая важную роль в электро- и радиотехнике, зависит от размеров и числа витков катушки w, а также от магнитных свойств сердечника. Конструктивный расчет катушек по заданной индуктивности, а также определение индуктивности готовой катушки являются серьезными задачами. На рис. 3-21 приведна номограмма для расчета низкочастотных катушек с ферромагнитными сердечниками без зазора. Индуктивность такой катушки определяется формулой

$$L_{(гн)}\approx 1{,}25\cdot 10^{-8}\,\frac{w^2}{R_м}=1{,}25\cdot 10^{-8}\,\frac{w^2\,\mu_д\,S_{ст}}{l_{ср}},$$

где $S_{ст}$ — площадь поперечного сечения магнитопровода [1] (сердечника), *см²*;

$l_{ср}$ — средняя длина магнитного пути или силовой линии ($l_{ср}=l_{ст}$), *см*;

$R_м$ — магнитное сопротивление сердечника, *1/гн*;

$\mu_д$ — действующая или эффективная магнитная проницаемость (при постоянном подмагничивании $\mu_д<\mu_н$)

Номограмма, как и формула, по которой она построена, справедлива только для подмагничивания постоянным током I_0 при напряженности магнитного поля, не превышающей 5 *а/см*. Значения начальной магнитной проницаемости наиболее распространенных низкочастотных магнитных материалов берутся из

[1] При относительно точных расчетах, например низкочастотных контурных катушек или индуктивностей избирательных фильтров, необходимо брать «чистое» сечение стали с учетом коэффициента заполнения сердечника $k_{ст}$ (см. § 4-2).

Схема пользования

I R U P t

Дано, Ответ, Дано, Ответ, Дано

$P_{ном}$ (вт)

МЛТ, УЛМ; ВС, МЛТ; ВС; МЛТ

t — температура окружающего воздуха, °C

$P_{ном}$ — номинальная (мощность резистора), вт

$I_{макс}$ (ма)

$I_{макс}$ — допустимая величина тока через резистор, ма

R (ом, ком, Мом)

R — номинальное сопротивление резистора

Мегомы

Килоомы

Омы

$U_{макс}$ (в)

$U_{макс}$ — допустимое падение напряжения на резисторе, в

Рис. 3-20. Номограмма для расчета мощности рассеяния резисторов.

Формулы

$$L = \frac{0{,}4\pi w^2 \cdot 10^{-8}}{l_{ср}/\mu_д S_{ст}}; \quad R_м = \frac{l_{ср}}{\mu_д S_{ст}};$$

$$w = \sqrt{\frac{L\, l_{ср}}{1{,}25 \mu_д S_{ст}}}$$

$l_{ср}$ — средняя длина магнитной силовой линии, см

$\mu_д$ — действующая магнитная проницаемость стали

$S_{ст}$ — площадь поперечного сечения сердечника, см²

$R_м$ — магнитное сопротивление сердечника, 1/гн

w — число витков катушки

L — индуктивность катушки, гн

Схема пользования

$l_{ср}$ $\mu_д$ S $R_м$ w L

Дано, Дано, Дано, Ответ, Дано

Рис. 3-21. Номограмма для расчета индуктивности катушки с ферромагнитным сердечником.

табл 3-1*. Для очень малой напряженности магнитного поля (менее 0,1 *а/см*) можно принимать $\mu_д \approx \mu_н$. Если же напряженность на 1 *см* длины магнитного пути в сердечнике превышает 5 *а/см*, то во избежание насыщения магнитопровода, т. е. резкого падения индуктивности катушки, необходимо вводить в сердечник воздушный зазор или прокладку из немагнитного материала.

Таблица 3-1

Начальные магнитные проницаемости некоторых низкочастотных ферромагнитных материалов

Материал		Значения $\mu_н$ на частотах, *гц*					
Марка	Толщина, *мм*	50	400	1 000	2 400	10 000	50 000
Э41	0,3—0,5	350	—	—	—	—	—
Э42	0,3—0,5	400	—	—	—	—	—
Э310	0,2—0,5	500	—	—	—	—	—
Э330	0,2—0,5	600—700	—	—	—	—	—
Э350	0,2	—	900	700	—	—	—
	0,15	—	800	600	—	—	—
	0,08	—	600	500	450	400	—
	0,05	—	500	450	420	400	—
50Н	0,15	—	3 500	3 100	2 500	1 000	500
	0,05	—	2 500	2 400	2 300	2 000	1 200
80НХС, 79НМ*	0,1	—	20 000	15 000	8 000	3 000	1 000
	0,05	—	20 000	18 500	16 000	8 000	2 500
	0,02	—	12 500	12 300	12 000	10 500	7 000

* Сплавы 80НХС и 79НМ с высокой магнитной проницаемостью не рекомендуется применять при работе с токами подмагничивания из-за резкого падения $\mu_н$.

Индуктивность катушки с зазором в магнитопроводе определяется по формуле

$$L = 1{,}25\cdot10^{-8}\frac{w^2 S_{ст}}{l_{ст}/\mu_д + l_{в.з}} = 1{,}25\cdot10^{-8}\frac{w^2}{R_{м.ст} + R_{м.з}},$$

где $l_{ст} + l_{в.з} = l_{ср}$; $l_{ст}$ — длина магнитного пути в сердечнике ($l_{ст} \approx l_{ср}$), *см*; $l_{в.з}$ — длина воздушного зазора, *см*; $\mu_д$ — действующая магнитная проницаемость при постоянном подмагничивании; $R_{м.ст}$ — магнитное сопротивление сердечника без зазора, *1/гн*; $R_{м.з}$ — магнитное сопротивление воздушного зазора, *1/гн*.

С увеличением воздушного (немагнитного) зазора индуктивность катушки L быстро падает как за счет магнитного сопротивления $R_{м.з}$, так и за счет снижения $\mu_д$. Однако при введении зазора уменьшается и влияние на индуктивность постоянной составляющей тока I_0, протекающей через катушку. Оптимальная величина зазора дает наилучшее соотношение между этими факторами.

Нахождение оптимального зазора представляет собой нелегкую задачу, которая решается обычно методом последовательных приближений. Найдя по заданным величинам L и I_0 вспомогательный коэффициент LI_0^2, имеющий размерность энергии[1], определяют по кривой на рис. 3-22, *а* примерный объем стали сердечника $V_{ст}$, а по графику на рис. 3-22, *б* — ориентировочное значение $\mu_д$. Выбрав по $V_{ст}$ магнитопровод, например из табл. 4-2, и используя найденную величину $\mu_д$, рассчитывают по номограмме на рис. 3-21 число витков катушки. Далее определяют напряженность постоянного магнитного поля по формуле

$$H = \frac{I_0 w}{l_{ср}}$$

или по номограмме (см. рис. 4-20).

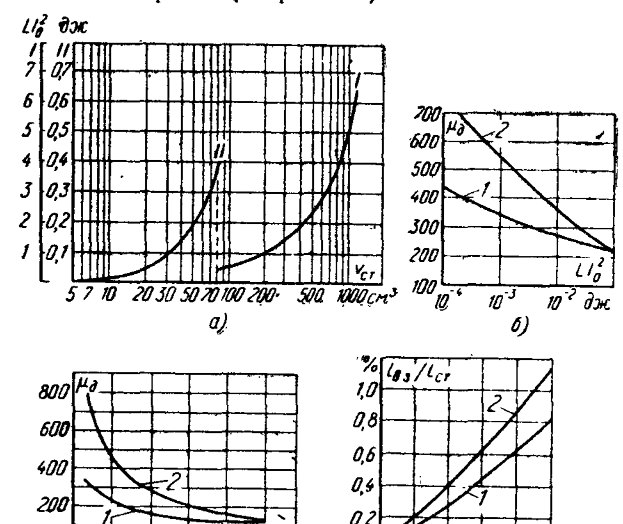


Рис. 3-22. Графики для расчета катушки индуктивности с постоянным подмагничиванием.

1 — железоникелевые сплавы; *2* — электротехнические стали.

* Для некоторых других типов пермаллоев значения $\mu_н$ приведены в табл. 4-8.

[1] LI_0^2 — магнитная энергия, запасаемая в сердечнике при протекании тока подмагничивания I_0.

По графику на рис. 3-22, *в* находят второе, более точное значение $\mu_д$. Если значения $\mu_д$, найденные по графикам на рис. 3-22, *б* и *в*, различаются друг от друга не более чем на 20%, расчет можно считать удовлетворительным. В противном случае пересчитывают число витков по номограмме на рис. 3-21, пользуясь новым значением $\mu_д$ (все остальные величины в расчете остаются без изменений).

По новому значению напряженности из графика на рис. 3-22, *в* вновь определяют $\mu_д$. Если оно существенно не расходится с предыдущим значением, расчет числа витков заканчивают; если же разность между ними превышает 20%, расчет w повторяют.

После расчета числа витков, пользуясь графиком на рис. 3-22, *г*, находят относительную величину немагнитного зазора в процентах, а затем, умножив это значение на $l_{ст}$, получают и длину зазора $l_{в.з}$. Как видно из рис. 3-21, в случае броневого (Ш-образного) сердечника толщина немагнитной прокладки $t_{пр}$ (картон, гетинакс, текстолит и т. п.) должна быть в 2 раза меньше найденной длины зазора $l_{в.з}$.

Индуктивность катушки с зазором в магнитопроводе при известном числе витков w можно определить также по номограмме на рис. 3-21, если к найденной величине магнитного сопротивления $R_{м.ст}$ сердечника без зазора прибавить магнитное сопротивление зазора, равное $R_{м.з}=l_{в.з}/S_{ст}$. При этом действующая магнитная проницаемость определяется по формуле

$$\mu_д = \frac{\mu_н}{1 + l_{в.з}/\mu_н\, l_{ср}}.$$

Пример 1.

Дано: $L=5$ *гн*; $f=50$ *гц*; толщина листа стали Э42 0,35 *мм*; пластины Ш-9; толшина набора $b=12$ *мм*; $S_0=1{,}08$ *см²*; $l_{ср}=7.72$ *см*; $\mu_н=\mu_д=400$; работа без подмагничивания.

Находим «чистое» (активное) сечение стали сердечника: $S_{ст}\approx 0{,}95$ *см²* (см. рис. 4-15); $w\approx 2\,900$ витков.

Пример 2.

Дано: $L=2$ *гн*; $I_0=0{,}1$ *а*.

Находим: $LI_0^2=0{,}02$ *дж*, $V_{ст}\approx 12$ *см³* (рис. 3-22, *а*). При толщине листа 0,35 *мм* выбираем по табл. 4-2 пластины Ш-12; набор $b=12$ *мм*; $S_c=1{,}44$ *см²*; $l_{ср}\approx 10$ *см*; $S_{ст}\approx 1{,}25$ *см²* (см. рис. 4-15). Для стали Э310 $\mu_{д1}\approx 260$ (рис. 3-22, *б*); $w_1\approx 2\,300$ витков; $H_1\approx 23$ *а/см* (см. рис. 4-20) $\mu_{д2}\approx 150$ (рис. 3-22, *в*); $w_2\approx 3\,000$ витков; $H_2\approx 30$ *а/см*; $\mu_{д3}\approx 130$. Так как разность между $\mu_{д2}$ и $\mu_{д3}$ менее 20%, остановимся на числе витков катушки $w=3\,000$, $l_{в.з}/l_{ст}\approx 0{,}45\%$ (рис. 3-22, *г*); $l_{в.з}=0{,}45\times 10/100\approx 0{,}045$ *см* $=0{,}45$ *мм*. Толщина немагнитной прокладки в зазоре $t_{пр}\approx 0{,}23$ *мм*. Проверка размещения обмотки в окне сердечника после выбора диаметра и марки провода производится по методике, изложенной в § 4-2.

3-13. ВЗАИМОИНДУКТИВНОСТЬ И КОЭФФИЦИЕНТ ИНДУКТИВНОЙ СВЯЗИ

Номограмма на рис. 3-23 позволяет определить коэффициент индуктивной связи $k_{св}$ и коэффициент взаимной индукции M:

$$M = k_{св}\sqrt{L_1 L_2}.$$

Эти коэффициенты играют большую роль в расчетах индуктивно связанных катушек (контуров). При $k_{св}=0$ $M=0$, т. е. взаимная индукция отсутствует (например, у двух взаимно экранированных катушек). Коэффициент связи $k_{св}$ не может быть более единицы.

Взаимная индуктивность различается по степени (силе) связи:

а) очень слабая: $k_{св}$ меньше 1% (<0,01);

б) слабая: $k_{св}=1\div 10\%$ (0,01—0,1), например в высокочастотных трансформаторах и фильтрах;

в) сильная: $k_{св}=10\div 90\%$ (0,1—0,9);

г) очень сильная: $k_{св}$ больше 90% (0,9—1), например в низкочастотных трансформаторах с ферромагнитными сердечниками.

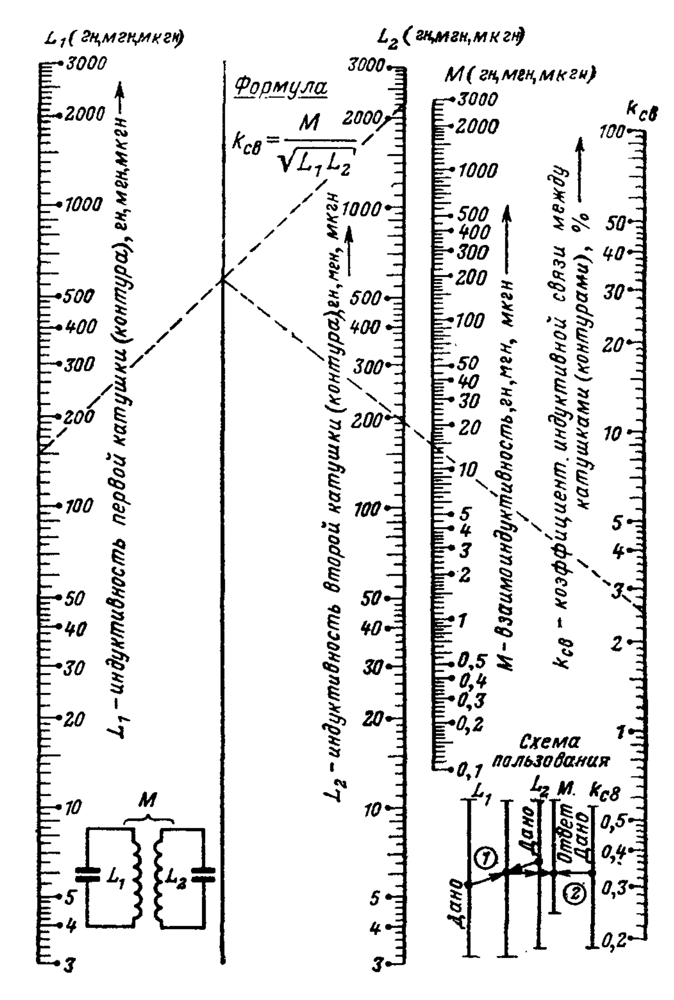


Рис. 3-23. Номограмма для определения коэффициентов индуктивной связи и взаимной индукции.

Граничной между сильной и слабой связями является критическая связь, наиболее часто применяемая в полосовых фильтрах (например, в трансформаторах промежуточной частоты радиовещательных приемников — см. § 6-6).

Если две катушки намотаны на общем ферромагнитном сердечнике ($k_{св}\approx 1$), то их взаимная индуктивность равна

$$M = 1{,}25\cdot 10^{-8}\frac{w_1 w_2 \mu S_{ст}}{l_{ср}}.$$

В радиотехнике встречаются различные соединения катушек индуктивности. Общая индуктивность при последовательном или параллельном включении двух или

нескольких катушек зависит от наличия магнитной (индуктивной) связи между ними.

Согласным включением катушек индуктивности называют случай, когда силовые линии их магнитных полей направлены в одну сторону, а встречным — при противоположных направлениях линий полей. Для двух катушек, намотанных на общем каркасе в одну сторону, согласное включение соответствует соединению конца одной катушки с началом другой, а встречное — соединению концов или начал катушек. Начало обмотки обозначается на принципиальных схемах точкой.

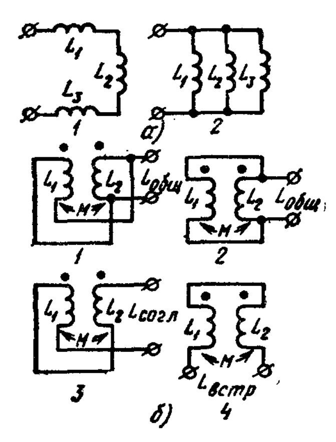


Рис. 3-24. Соединения катушек индуктивности.

а — без магнитной связи: *1* — последовательное; *2* — параллельное; *б* — с магнитной связью: *1* — параллельное согласное; *2* — параллельное встречное, *3* — последовательное согласное; *4* — последовательное встречное.

При отсутствии магнитной связи (рис. 3-24, *а*) общая индуктивность нескольких катушек равна:

для последовательного соединения (*1-а*)

$$L_{общ} = L_1 + L_2 + L_3 + \cdots;$$

для параллельного соединения (*2-а*)

$$L_{общ} = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \cdots}.$$

При наличии магнитной связи между двумя катушками (рис. 3-24, *б*)

для последовательного соединения

$$L_{общ} = L_1 + L_2 \pm 2M,$$

где знак плюс относится к согласному (*3-б*), а знак минус — к встречному (*4-б*) включению катушек;

для параллельного соединения

$$L_{общ} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 \pm 2M}.$$

В тех случаях, когда величины M или $k_{св}$ неизвестны, можно их определить следующим образом.

Измеряется индуктивность двух последовательно соединенных связанных катушек (рис. 3-24, *б*) при согласном ($L_{согл}$) и встречном ($L_{встр}$) включениях. Взаимная индуктивность равна

$$M = \frac{L_{согл} - L_{встр}}{4}.$$

Для вычисления $k_{св}$ необходимо также знать индуктивность каждой из катушек в отдельности:

$$k_{св} = \frac{L_{согл} - L_{встр}}{4\sqrt{4L_1 L_2}}.$$

Пример.
Дано: $L_1 = 150$ *мкгн*; $L_2 = 2\,200$ *мкгн*; $k_{св} = 2{,}5\%$.
По номограмме на рис. 3-23 находим: $M \approx 14$ *мкгн*.

3-14. РЕАКТИВНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ЕМКОСТИ И ИНДУКТИВНОСТИ

Номограмма на рис. 3-25 позволяет определить реактивное сопротивление емкости и индуктивности в цепи переменного тока.

Конденсатор, включенный в цепь переменного тока, играет роль сопротивления. Это вытекает из того факта, что в замкнутой цепи с источником синусоидальной э. д. с. и емкостью проходит синусоидальный ток. В действительности диэлектрик конденсатора является местом разрыва цепи и электроны через этот участок не протекают. Поэтому в конденсаторе не выделяется тепловая энергия и свойства емкостного сопротивления существенно отличаются от свойств активного. Одним из таких свойств является то, что емкость, получая 2 раза за период энергию от источника (заряд конденсатора), также 2 раза за период отдает ее назад (разряд).

Такой элемент электрической цепи, в котором энергия не выделяется в виде тепла, а лишь попеременно накапливается и отдается обратно, называется реактивным сопротивлением (обозначается буквой X; измеряется, так же как и активное, в омах). Реактивное сопротивление емкости X_C полностью подчиняется законам Ома и Кирхгофа для линейных цепей переменного тока.

Последовательно соединенные конденсаторы играют в цепи переменного тока роль делителя напряжения. Падение напряжения на конденсаторах обратно пропорционально их емкости и не зависит от частоты тока. Емкостные делители часто применяют с ламповыми и статическими вольтметрами для расширения пределов измерений, устанавливают на входе осциллографов, приборов и др. (расчет емкостных делителей, см. § 3-9).

Поведение индуктивности в цепи переменного тока определяется ее свойством создавать э. д. с. самоиндукции при изменениях тока в катушке.

Два раза за период в магнитном поле катушки происходит запасание энергии от источника и 2 раза за период индуктивность отдает эту энергию назад. Поэтому, кроме активного сопротивления провода обмотки, катушка индуктивности обладает в цепи переменного тока и реактивным (индуктивным) сопротивлением.

Индуктивное сопротивление обозначают X_L и измеряют в омах.

Активное сопротивление провода и потерь в сердечнике R образует вместе с индуктивным X_L полное сопротивление, или импеданс катушки индуктивности

$$z = \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}.$$

Номограмма (рис 3-25) состоит из двух частей: основной, по которой определяют реактивное сопротивление X в пределах одной декады величин L, C и f (от 0,95 до 10,5), и вспомогательной, которая служит для нахождения порядка величин (числа нулей).

Полное сопротивление z — импеданс последовательной цепи, состоящей из активного R и реактивного (X_C или X_L) сопротивлений, можно определить по номограмме на рис. 3-26.

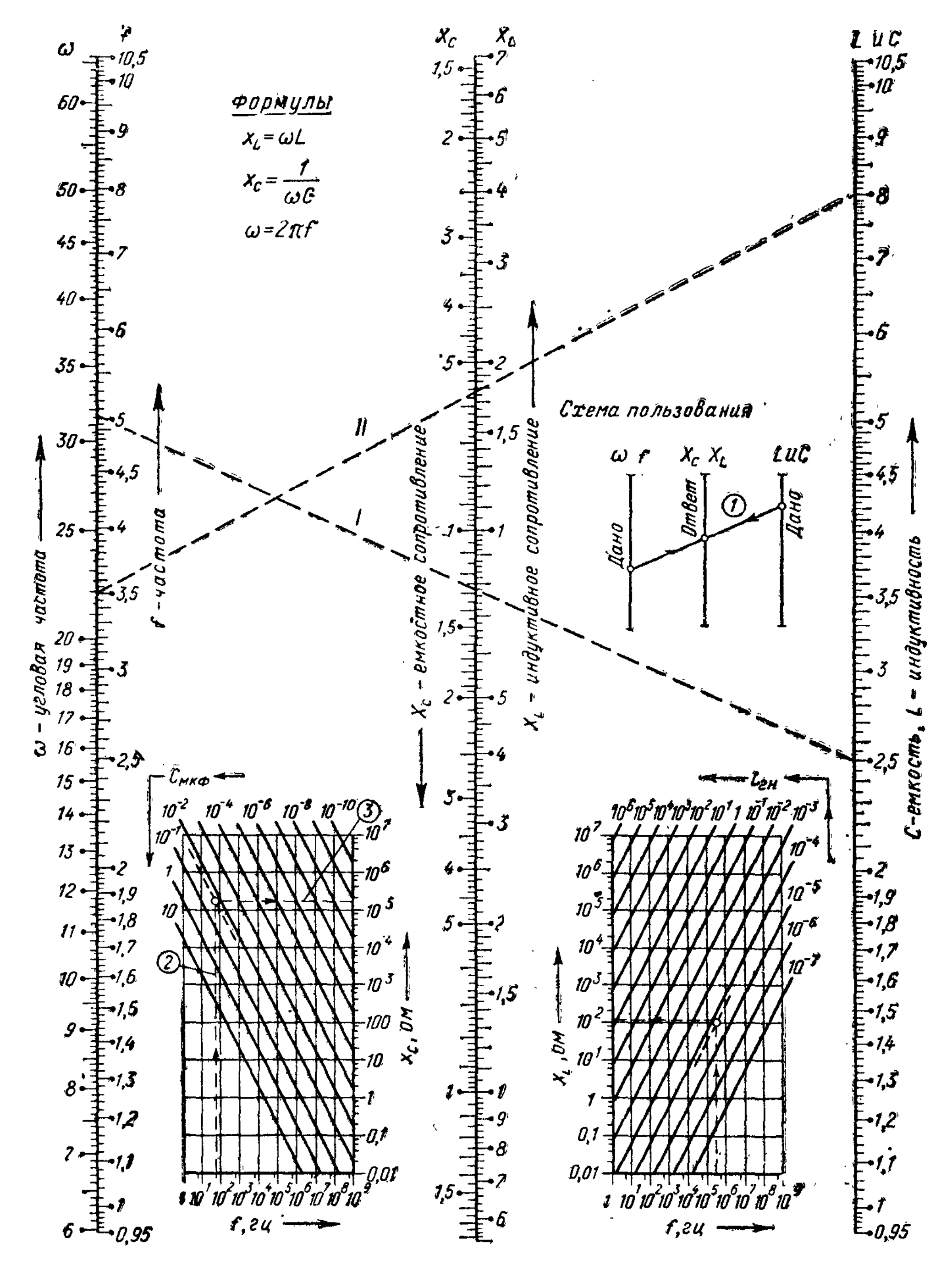


Рис. 3-25. Номограмма для расчета реактивного сопротивления емкости и индуктивности.

Пример 1.

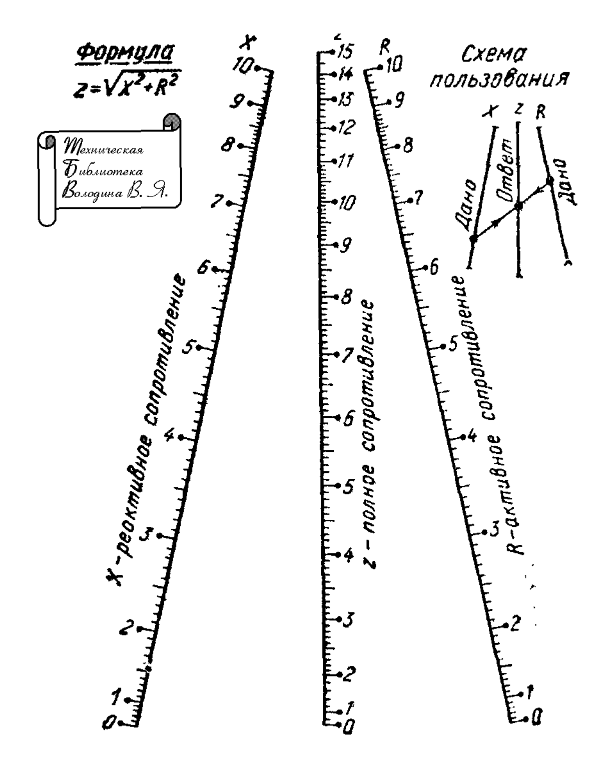
Дано: $C=0{,}025$ *мкф*; $f=50$ *гц*.

Находим: а) по основной номограмме на рис. 3-25 для $C=2{,}5$ и $f=5$ $X_C \approx 1{,}27$; б) по вспомогательной (слева) для $C=2{,}5 \cdot 10^{-2}$ *мкф* и $f=50$ *гц* находим: $10^5 < X_C < 10^6$. Окончательно $X_C \approx 1{,}27 \cdot 10^5$ *ом* $=127$ *ком*.

Пример 2.

Дано: $L=80$ *мкгн*; $f=350$ *кгц*.

Находим: а) по основной номограмме для $L=8$ и $f=3{,}5$ $X_L \approx 1{,}76$; б) по вспомогательной (справа) для $L=80$ *мкгн* $=8 \cdot 10^{-5}$ *гн* и $f=350$ *кгц* $=3{,}5 \cdot 10^5$ *гц* находим: $10^2 < X_L < 10^3$. Окончательно $X_L \approx 1{,}76 \cdot 10^2$ *ом* $=176$ *ом*.



Техническая Библиотека Володина В. Я.

Рис. 3-26. Номограмма для расчета полного сопротивления последовательной цепи.

3-15. АКТИВНАЯ И ПОЛНАЯ МОЩНОСТИ В ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Номограмма на рис. 3-27 дает возможность найти активную и полную мощности в цепи переменного тока, а также угол сдвига фаз между током и напряжением и косинус этого угла (коэффициент мощности).

В расчетах, как правило, бывают известны напряжение источника U и ток I, потребляемый нагрузкой, а следовательно, и их произведение $S=UI$. В этом случае две другие мощности, особенно наиболее важную из них — активную, определяют по формулам, полученным из прямоугольного треугольника мощностей с учетом угла φ:

$$P = UI\cos\varphi = S\cos\varphi; \quad Q = UI\sin\varphi = S\sin\varphi,$$

где $\cos\varphi=R/z$; $\sin\varphi=X/z$ (рис. 3-27).

Существенным вопросом является соотношение между полной мощностью в вольт-амперах и активной в ваттах. Габариты сердечников силовых трансформаторов для питания радиоаппаратуры рассчитывают по вольт-амперам первичной и вторичных обмоток, которые могут значительно отличаться от активной мощности, потребляемой нагрузкой. В первую очередь это относится к обмоткам, питающим выпрямители. Так, например, для однополупериодной схемы выпрямления и двухполупериодного выпрямителя со средней точкой габаритная мощность $P_{габ}$ почти в 2 раза превышает мощность постоянного тока, отдаваемую выпрямителем в нагрузку P_0. Для мостовой схемы и схемы удвоения напряжения $P_{габ}$ в 1,5 раза больше P_0. В маломощных трансформаторах вольт-амперы первичной обмотки увеличиваются также за счет намагничивания сердечника током холостого хода, который может достигать 30—50% полного тока обмотки под нагрузкой (подробнее о $P_{габ}$ см. § 4-1).

Коэффициент мощности cos φ — важнейший показатель характера нагрузки. Он указывает, насколько эффективно используется потребителем источник энергии — сеть переменного тока.

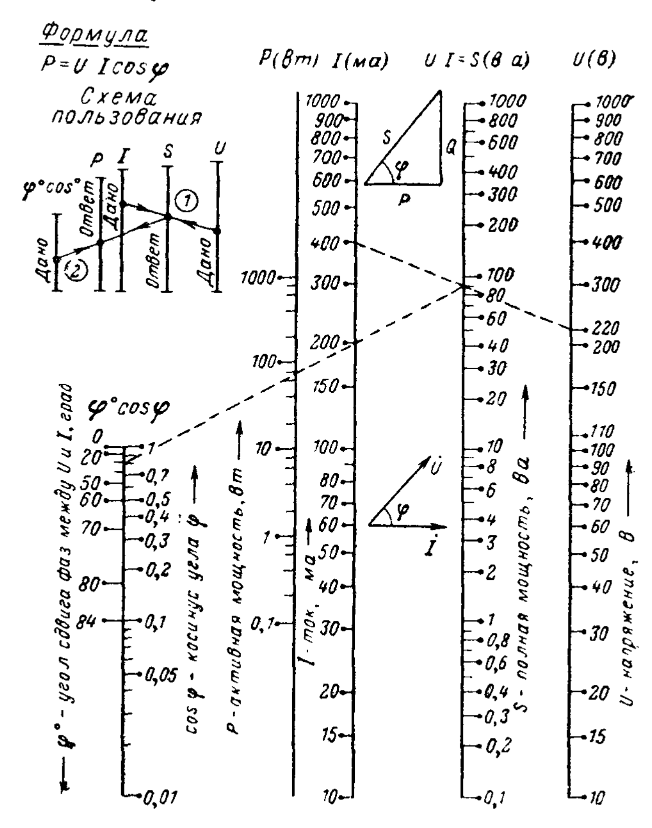


Рис. 3-27. Номограмма для расчета активной и полной мощностей.

При cos φ≈1 энергия источника используется эффективно, т. е. вся мощность S поглощается нагрузкой; при cos φ<1 часть тока, текущая от источника к нагрузке и обратно (реактивная мощность Q), бесполезно нагревает провода соединительных линий и обмотки электрических машин на станции.

Для увеличения cos φ при индуктивной нагрузке (электродвигатели) применяют компенсацию реактивной мощности с помощью конденсаторов.

Пример.

Дано: I=0,4 *а*; U=220 *в*; cos φ=0,8.

Находим: S=88 *ва*, P≈70 *вт*.

3-16. РАСХОД (ПОТРЕБЛЕНИЕ) И СТОИМОСТЬ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Номограмма на рис. 3-28 дает возможность быстро определить количество и стоимость электроэнергии, потребляемой любым бытовым электроприбором или радиоаппаратурой. Стоимость электроэнергии для населения составляет 4 коп. за 1 *квт·ч*.

Пример 1.

Дано: P=16 *вт* (электробритва «Харьков» или «Москва»); t=15 *мин* в день; n=7 дней в неделю. Находим: A≈0,12 *квт·ч/мес*; $Ц$≈0,5 коп.

Пример 2

Дано $P=150$ *вт* (телевизор «Рекорд-64»), $n=5$ дней, $t=1$ *ч/день*. Уменьшая мощность в 10 раз, находим $A\approx1{,}3$ *квт·ч*; $Ц\approx5{,}2$ коп. Увеличив ответ в 10 раз, получим: $A\approx13$ *квт·ч/мес*; $Ц\approx52$ коп.

3-17. ПОСТОЯННЫЕ ВРЕМЕНИ ЦЕПЕЙ *RC* И *RL*

Номограмма на рис. 3-29 служит для нахождения постоянных времени τ_C и τ_L, определяющих длительность переходных процессов в цепях *RC* и *RL*.

Переходным процессом называются явления, которые возникают в электрической цепи с емкостью или индуктивностью в момент включения или выключения и продолжаются до тех пор, пока токи и напряжения не достигнут установившихся значений.

Переходные процессы объясняются тем, что реактивные элементы цепи (L и C) запасают энергию электрического тока в виде магнитного поля катушки индуктивности и электрического поля конденсатора. Запасание энергии при включении источника или отдача ее при отключении не может происходить мгновенно. Эти процессы тем длительнее, чем большее количество энергии запасено, т. е. зависят от величин L и C, а также от активного сопротивления R цепи.

Если в момент времени t_1 замкнуть ключ K, то ток в цепи с чисто активным (омическим) сопротивлением (рис. 3-30, *а*) мгновенно достигнет максимального значения, определяемого по закону Ома:

$$I=\frac{E}{R_i+R_н}.$$

Падение напряжения на активном сопротивлении U_R достигает своей полной величины скачком за время, практически равное нулю. При размыкании цепи в момент t_2 ток I и падение напряжения U_R скачком уменьшаются до нуля.

Иначе протекает процесс в цепи, содержащей источник постоянного тока, конденсатор C и активное сопротивление R (это сопротивление рассматривают как сумму внутреннего сопротивления источника и других активных сопротивлений в последовательной цепи).

При замыкании ключа (момент t_1) ток в цепи (рис. 3-30, *б*) скачком достигает максимальной величины $I_{макс}=E/R$, так как незаряженный конденсатор представляет собой в первый момент как бы короткое замыкание. Напряжение на конденсаторе U_c по той же причине равно нулю, и э. д. с. источника полностью приложена к сопротивлению R. С течением времени происходит заряд конденсатора C, напряжение на нем увеличивается, а ток в цепи уменьшается. В любой момент времени ток в цепи равен $I=\frac{E-U_C}{R}$. Зависимость тока и напряжения от времени называется экспоненциальной, так как рост напряжения U_C и спадание тока I происходит по кривой — экспоненте:

$$I=\frac{E}{R}e^{-\frac{t}{RC}};\quad U_C=E\left(1-e^{-\frac{t}{RC}}\right),$$

где $e\approx2{,}72$ — основание натуральных логарифмов.

Через определенное время, равное $\tau=t_2-t_1$, напряжение на конденсаторе достигнет 63% э. д. с. источника, а ток в момент t_2 составит 37% $I_{макс}$. Этот промежуток времени может быть легко определен по двум параметрам цепи: емкости конденсатора C и величине активного сопротивления R. Произведение величин емкости и сопротивления называется постоянной времени $\tau_C=RC$, которая равна длительности промежутка $t_1\div t_2$ от замыкания ключа до того момента заряда конденсатора, когда $U_C=0{,}63\ E$; $I=0{,}37I_{макс}$.

Рис. 3-28. Номограмма для расчета потребления и стоимости электроэнергии.

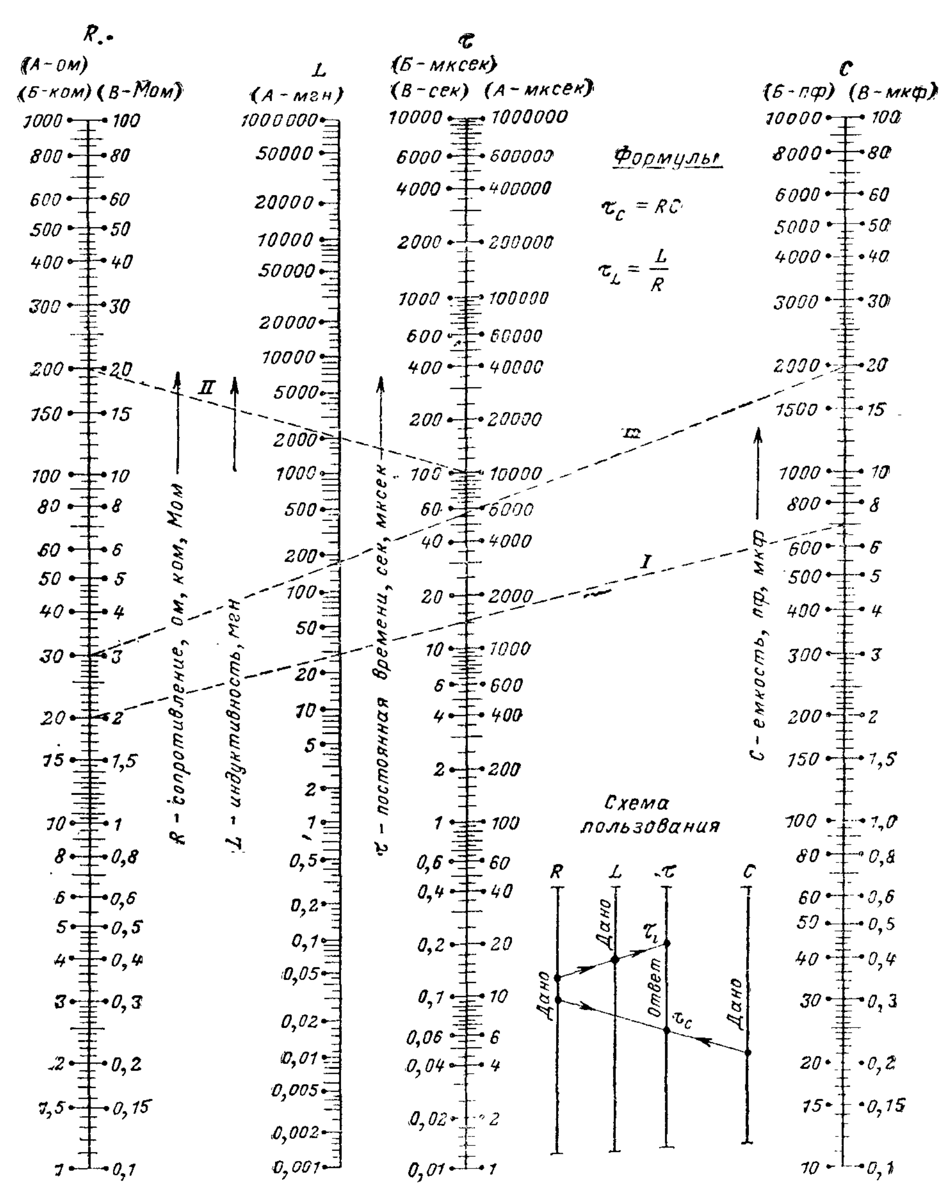


Рис. 3-29. Номограмма для расчета постоянных времени цепей RC и RL.

Величина τ выражается в единицах времени: секундах, миллисекундах или микросекундах в зависимости от того, в каких единицах взяты значения R и C.

Так как заряд до 63% E еще не означает окончания переходного процесса, часто бывает необходимо знать время практически полного заряда конденсатора. Окончанием переходного процесса условно считают момент $t_з$ (рис. 3-30, *б*), когда ток в цепи не превышает 1% $I_{макс}$, а напряжение на конденсаторе U_C достигает 99% E*. Это происходит за время, равное 4,6τ с момента замыкания цепи t_1. (Теоретически время полного заряда равно бесконечности, т. е. U_C никогда не достигает E, хотя все время к нему приближается.)

Если теперь отключить заряженный до напряжения E конденсатор от источника э. д. с. и замкнуть его на другое сопротивление R (рис. 3-30, *в*), то разряд конденсатора также произойдет по экспоненциальному закону, а время разряда будет подсчитываться по тем же формулам. За период $\tau_C = RC$ напряжение на конденсаторе уменьшится на 63% от первоначального (т. е. станет равные $U_C = 37\%\ E$). Кривая тока в цепи совпадет в этом случае с кривой напряжения на конденсаторе, так как $U_C = U_R$.

С помощью постоянной времени τ_C производят выбор величин емкостей переходных конденсаторов в усилительных каскадах и элементов сеточной цепи (гридлика) гетеродина, расчет фильтров в цепях АРУ, блокировочных конденсаторов, развязок в цепях питания и т. д. Пользуясь номограммой, приведенной на

* Иногда ограничиваются зарядом конденсатора до 95% величины E, происходящим за время 3 *ч*.

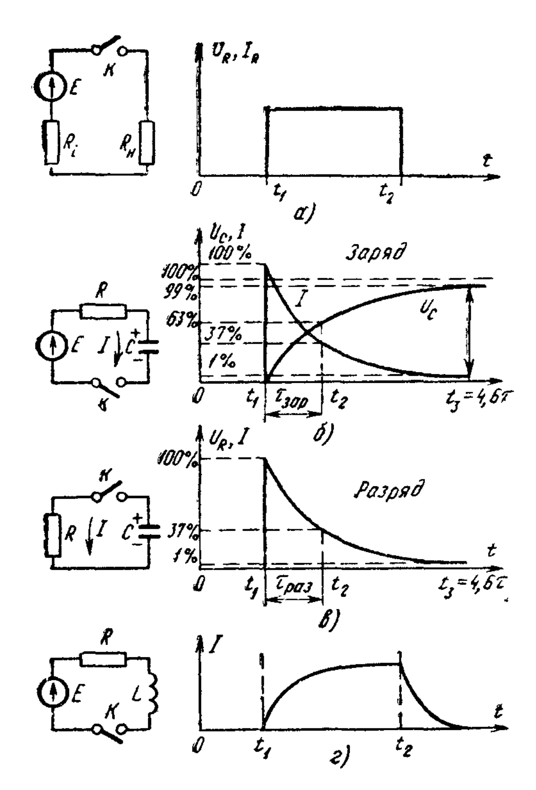


Рис. 3-30. Графическое изображение переходных процессов.

а — в активном сопротивлении; *б* — при заряде емкости; *в* — при разряде емкости; *г* — в индуктивности.

рис. 3-29, можно быстро определить τ_C по известным R и C или решить обратную задачу — по заданным постоянной времени и одному из элементов, например R, найти другой — C.

Цепь постоянного тока с индуктивностью (рис. 3-30, *г*). Процессы запасания или отдачи энергии индуктивностью по своему характеру напоминают соответствующие процессы в цепи с емкостью, если поменять роли напряжения и тока в цепи. При замыкании ключа в момент t_1 напряжение на катушке индуктивности скачком достигает величины $E_L=-E$, т. е. результирующая э. д. с. в этот момент $E_L+E=0$. Электродвижущая сила самоиндукции E_L противодействует нарастанию тока в цепи, который в любой момент времени равен

$$I=\frac{E_L+E}{R}.$$

Поэтому в начальный момент t_1 ток равен нулю. С течением времени э. д. с. самоиндукции E_L падает, а ток I возрастает, приближаясь к значению $I_{макс}=E/R$. Скорость этого процесса зависит от величины индуктивности L и активного сопротивления R. Зависимость тока I и э. д. с. E_L от времени носит, как и для емкости, экспоненциальный характер и имеет свою постоянную времени $\tau_L=L/R$.

Как и в случае заряда емкости, постоянная времени τ_L определяет не полное окончание процесса, а достижение током 63% величины $I_{макс}$. Окончанием переходного процесса также считают момент, когда $I=0{,}95I_{макс}$ или $I=0{,}99I_{макс}$, что происходит через промежутки времени $t=3\tau$ или $t=4{,}6\tau$ соответственно.

Рассмотренные выше процессы в цепях, содержащих индуктивность и емкость, играют особенно большую роль в импульсной технике (телевидении) и переходных явлениях, которые возникают, например, при включении или выключении силовых электрических цепей и устройств.

Пример 1.
Дано: $C=700$ *пф*; $R=20$ *ком*. Находим: $\tau_C=14$ *мксек*.

Пример 2.
Дано: $L=2$ *гн*; $R=200$ *ом*. Находим: $\tau_L=10^4$ *мксек* $=0{,}01$ *сек*.

С помощью величины τ легко определить время условного окончания переходного процесса $t\approx3\tau$ или одну его промежуточную точку $t=\tau$, когда напряжение или ток в цепи составляет 63% (37%) конечного (начального) значения. Во всех других случаях приходится пользоваться сложной формулой экспоненциальной зависимости.

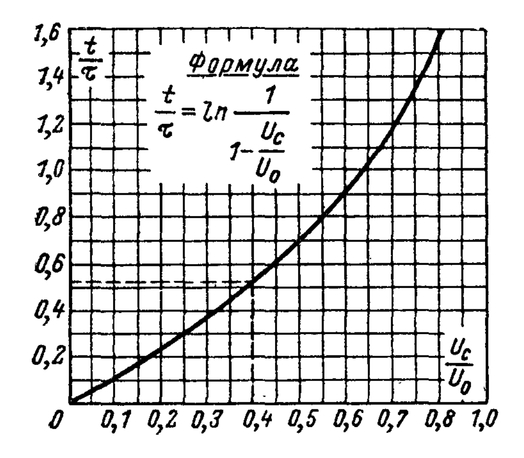


Рис. 3-31. Расчетный график экспоненты.

Для того чтобы найти напряжение или ток в любой момент времени, например при расчете конденсатора в зарядной цепи реле времени, весьма удобен график экспоненты (рис. 3-31), построенный в относительном масштабе.

По заданному максимальному времени выдержки $t_{макс}$, напряжению источника питания U_0 и заданному напряжению на зарядном конденсаторе $U_C=U_{вкл}$, при котором срабатывает исполнительное устройство (электромагнитное реле, тиратрон с холодным катодом, однопереходный транзистор и т. п.), определяют необходимую постоянную времени $\tau_C=RC$. После этого подбирают величины R и C.

Пример 3.
Дано: $t_{макс}=30$ *сек*; $U_0=150$ *в*; $U_C=U_{вкл}=60$ *в*. Находим: для $U_C/U_0=0{,}4$ по графику на рис. 3-31 $t/\tau\approx0{,}52$, откуда $\tau\approx58$ *сек*. Задавшись $C=20$ *мкф*, по номограмме на рис. 3-29 находим: $R_{макс}=2{,}9$ *Мом*.

В простейшем случае можно взять в качестве емкости C электролитический конденсатор на рабочее напряжение не менее 150 *в*, а в качестве R использовать для регулировки выдержки (от 0 до 30 *сек*) переменный резистор сопротивлением 3,3 *Мом*. Если необходима точность выдержки времени порядка 1—2%, в зарядной цепи применяют бумажные конденсаторы типа МБГО на рабочие напряжения 160 и 250 *в*. При еще более высоких требованиях к точности и стабильности работы

реле (погрешность не более 0,5—1%) применяются пленочные конденсаторы, например МПГО и других типов. Зарядные сопротивления в таких случаях изготовляют в виде набора переключаемых стабильных постоянных резисторов (см. § 3-10) для выбора фиксированной выдержки. Последовательно с ними часто включают переменный резистор относительно небольшого сопротивления для плавной регулировки времени выдержки в ограниченных пределах.

График на рис. 3-31 может быть применен для аналогичных расчетов в цепях *RL*, например электромагнитных реле с замедлением.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

4-1. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Номограммы и графики, приведенные ниже, дают возможность провести расчет выпрямителя совместно с электрическим расчетом силового трансформатора.

Исходными данными для расчета являются выпрямленное напряжение E_0 и ток нагрузки I_0. Исходя из этих величин, выбирают схему выпрямителя (табл. 4-1). Электрические схемы всех рассматриваемых выпрямителей приведены непосредственно в самой таблице.

Однополупериодная (однофазная) схема выпрямления применяется при достаточно малых токах нагрузки (единицы—десятки миллиампер), если отсутствуют высокие требования к степени сглаживания постоянного напряжения или нежелательно увеличение числа вентилей (обмотка трансформатора не имеет вывода от средней точки). Однополупериодная схема наименее эффективна по использованию силового трансформатора (коэффициент использования повышающей обмотки порядка 0,3, т. е. 30%). Выпрямитель по однополупериодной схеме, работающий на емкость, имеет круто падающую нагрузочную характеристику (зависимость выпрямленного напряжения от тока нагрузки) и значительный коэффициент пульсаций.

Некоторым преимуществом этой схемы является вдвое меньшее число вентилей по сравнению с двухполупериодными схемами.

Двухполупериодная схема со средней точкой широко применялась в радио- и электронной аппаратуре для получения выпрямленных напряжений 150—350 *в* до появления малогабаритных полупроводниковых вентилей. В этой схеме использовались обычно двуханодные кенотроны. Ее основной недостаток — удвоенная (по числу витков и напряжению) повышающая обмотка. Для получения выпрямленного напряжения порядка 300 *в* необходимо иметь обмотку с напряжением около 600 *в* и выводом от средней точки, так как каждая половина обмотки работает в выпрямителе поочередно, 1 раз за период. Таким образом, вторичная обмотка трансформатора используется примерно на 50%.

Частота пульсаций выпрямленного напряжения в двухполупериодной схеме в 2 раза больше, чем в однополупериодной, что облегчает их сглаживание, т. е. позволяет уменьшить габариты сглаживающего фильтра.

Однофазная или двухполупериодная мостовая схема применяется в широком диапазоне выпрямляемых напряжений от единиц вольт до киловольт и токов от десятков миллиампер до 10 и более ампер.

В таких схемах одна обмотка трансформатора работает в выпрямителе оба полупериода и коэффициент ее использования оказывается достаточно высоким, примерно 80%.

Единственный недостаток мостовой схемы — в 2 раза большее число вентилей по сравнению с двухполупериодным выпрямителем со средней точкой — не является существенным, так как германиевые и кремниевые диоды на токи до 100—300 *ма* (Д7А—Д7Ж, Д206—Д211, Д226 и др.) имеют малые размеры и высокий к. п. д., близкий к 100%. Если максимально допустимое обратное напряжение выбранных диодов больше обратного напряжения, приложенного к ним в схеме выпрямителя, то в каждое плечо моста включают по одному диоду, в противном случае — два и более. Иногда применяют параллельное включение двух диодов в каждое плечо, что позволяет, не меняя допустимого обратного напряжения вентилей, вдвое увеличить величину тока, отдаваемого выпрямителем.

Схема удвоения напряжения, или схема Латура, особенно удобна в бестрансформаторных выпрямителях, работающих от сети напряжением 127 *в*, для получения выпрямленных напряжений 250—300 *в* (телевизоры «Енисей-2», «Темп-3», «Знамя-58») и в тех случаях, когда вторичная обмотка силового трансформатора дает недостаточное напряжение или нецелесообразно мотать многовитковую обмотку.

Обратное напряжение на вентилях в схеме удвоения, так же как и в мостовой, в 2 раза ниже, чем в одно- и двухполупериодных схемах.

Недостатком схемы удвоения является круто падающая внешняя (нагрузочная) характеристика, т. е. резкое снижение выпрямленного напряжения при увеличении тока нагрузки. Это заставляет применять в этой схеме зарядные конденсаторы большой емкости (120—150 *мкф*). Кроме того, в схеме удвоения при пробое диодов одного плеча переменное напряжение оказывается приложенным к электролитическому конденсатору, что обычно приводит к его взрыву.

Трехфазная (однополупериодная) схема используется в выпрямителях средней мощности для питания промышленной аппаратуры от сети трехфазного тока. В этой схеме требуется всего три вентиля, на которых падает небольшое прямое напряжение, поэтому ее применение целесообразно при низких выпрямленных напряжениях (гальванические ванны, зарядные устройства и т. п.). Схема имеет недостаточный коэффициент использования силового трансформатора.

Трехфазная мостовая схема, или схема Ларионова, применяется для мощных выпрямителей, так как она обладает наиболее высокими энергетическими показателями. В связи с тем, что частота пульсаций выпрямленного напряжения в схеме Ларионова в 6 раз больше частоты сети, а амплитуда пульсаций относительно невелика, выпрямитель в некоторых случаях может работать на нагрузку без сглаживающего фильтра.

Выбрав схему выпрямителя на основании изложенных соображений, производят прикидочный расчет для

Формулы для расчета выпрямителя, работающего на емкость

Таблица 4-1

Наименование схемы выпрямителя	Электрическая схема выпрямителя	Схема соединения вентилей	Число фаз выпрямления* m	Среднее значение выпрямленного тока через вентиль $I_{о.в}$	Амплитуда обратного напряжения на вентиле $U_{обр}$
Однополупериодная			1	I_0	$2U_{2x}\sqrt{2} \approx 3E_0$
Двухполупериодная со средней точкой			2	$\frac{I_0}{2}$	$2U_{2x}\sqrt{2} \approx 3E_0$
Однофазная мостовая (Греца)			2	$\frac{I_0}{2}$	$U_{2x}\sqrt{2} \approx 1,5E_0$
Удвоения напряжения (Латура)			1	I_0	$2U_{2x}\sqrt{2} \approx 1,5E_0$
Трехфазная (звезда-звезда, треугольник-звезда)			3	$\frac{I_0}{3}$	$2U_{2x} \approx 3E_0$
Ларионова (звезда-звезда, треугольник - звезда)			6	$\frac{I_0}{3}$	$U_{2x}\sqrt{6} \approx 1,5E_0$

Продолжение табл. 4-1

Наименование схемы выпрямителя	Амплитуда тока через вентиль I_m	Активное сопротивление фазы выпрямителя r	Э. д. с. вторичной обмотки трансформатора U_{2x}	Эффективный ток вторичной обмотки I_2	Эффективный ток первичной обмотки** I_1'	Габаритная мощность трансформатора $P_{габ}$ (приблизительно)	Полная мощность вторичной обмотки VA_2 приблизительно	Форма тока в каждой фазе вторичной обмотки
Однополупериодная	$I_0F_0 \approx 7I_0$	$R_i + r_{тр}$	B_0E_0	D_0I_4	$n\sqrt{I_2^2-I_0^2}$	$2P_0$	$2,15P_0$	0 π 2π
Двухполупериодная со средней точкой	$\frac{I_0}{2}F_4 \approx 3,5I_0$	$R_i + r_{тр}$	B_0E_0	$D_0\frac{I_0}{2}$	$nI_2\sqrt{2}$	$1,8P_0$	$2,15P_0$	0 π 2π
Однофазная мостовая (Греца)	$\frac{I_0}{2} F_0 \approx 3,5I_0$	$2R_i + r_{тр}$	B_0E_0	$D_0\frac{I_0}{\sqrt{2}}$	nI_2	$1,5P_0$	$1,5P_0$	0 π 2π
Удвоения напряжения (Латура)	$I_0F_0 \approx 7I_0$	$R_i + r_{тр}$	$B_0\frac{E_0}{2}$	$D_0I_0\sqrt{2}$	nI_2	$1,5P_0$	$1,5P_0$	0 π 2π
Трехфазная (звезда-звезда, треугольник-звезда)	$\frac{I_0}{3}F_0 \approx 2,3I_0$	$R_i + r_{тр}$	B_0E_0	$D_0\frac{I_0}{3}$	$nI_2\frac{\sqrt{6}}{3}$***	$2P_0$	$2,15P_0$	0 π 2π
Ларионова (звезда-звезда, треугольник - звезда)	$\frac{I_0}{6}F_0 \approx 1,15I_0$	$2R_i + 2r_{тр}$	$\frac{B_0E_0}{\sqrt{3}}$	$D_0\frac{I_0}{3}$	nI_2	$1,2P_0$	$1,25P_0$	0 π 2π

* Под числом фаз выпрямления понимается число импульсов тока в нагрузке за период.
** Без учета тока холостого хода.
*** Для соединения треугольник-звезда

$$I_1' = n\sqrt{I_2^2 - \frac{I_0^2}{9}}.$$

Примечание. I_0 — среднее значение выпрямленного тока; E_0 — выпрямленное напряжение; R_i — внутреннее сопротивление вентиля; $r_{тр}$ — сопротивление обмоток трансформатора, приведенное к фазе вторичной обмотки; n — коэффициент трансформации; P_0 — выпрямленная мощность; B_0, D_0, F_0 — вспомогательные расчетные коэффициенты, определяемые по графикам (см. рис. 4-8).

выбора вентилей (диодов), пользуясь приближенными формулами табл. 4-1.

1. Определяют следующие величины: $I_{0в}$ — среднее значение выпрямленного тока, протекающего через каждый вентиль в данной схеме; $U_{обр}$ — амплитудное значение обратного напряжения, приложенного к каждому вентилю в данной схеме; I_m — амплитудное значение тока через вентиль.

Выбирают вентили, имеющие максимально допустимые значения параметров, не ниже полученных в предварительном расчете:

$$I_{0\,в.доп} \geqslant I_{0в};\quad U_{обр.доп} \geqslant U_{обр};\quad I_{m\,доп} \geqslant I_m.$$

2. Если $U_{обр.доп} < U_{обр}$, необходимо включить в каждое плечо схемы N последовательно соединенных диодов: $N = U_{обр}/U_{обр.доп}$ (результат округляют до ближайшего большего целого значения).

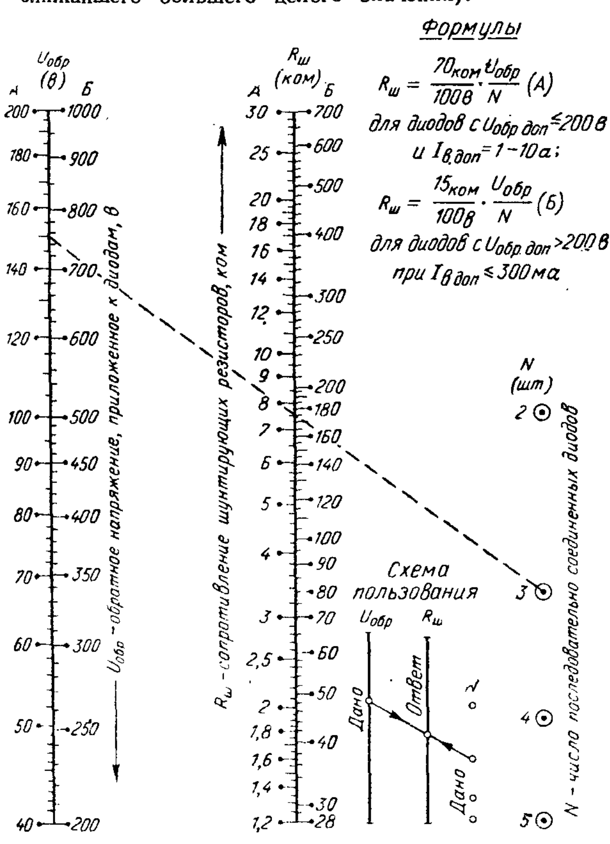


Рис. 4-1. Номограмма для расчета сопротивлений резисторов, шунтирующих выпрямительные диоды.

При последовательном соединении двух (или более) диодов их необходимо шунтировать резисторами для выравнивания обратных напряжений. В противном случае на одном из диодов плеча (с малым $R_{обр}$) может упасть небольшая часть обратного напряжения, а на другом (с большим $R_{обр}$) — напряжение, превышающее пробивное. После пробоя одного из диодов полное обратное напряжение оказывается приложенным к оставшемуся и также выводит его из строя. Сопротивления шунтирующих резисторов определяют по номограмме на рис. 4-1.

При параллельном соединении диодов для увеличения выпрямленного тока их необходимо включать с последовательными (из-за разброса прямых сопротивлений) выравнивающими сопротивлениями порядка нескольких омов или тщательно подбирать диоды по равенству прямых сопротивлений.

3. По номограмме на рис. 4-2 определяют ориентировочное значение габаритной мощности трансформатора $P_{габ}$ (без учета к. п. д.). По графикам (см. рис. 4-13, *а*) находят предварительную величину максимальной магнитной индукции в сердечнике трансформатора B_m, необходимую для дальнейших расчетов.

4. По номограмме на рис. 4-3 находят активное сопротивление трансформатора $r_{тр}$, приведенное к одной фазе вторичной обмотки. Номограмма построена для числа стержней, несущих обмотки, $s=1$. При $s=2$ полученный по номограмме результат $r_{тр}$ следует умножить на коэффициент 1,2, а при $s=3$ — на 1,3.

Вместе с прямым сопротивлением вентилей $r_{тр}$ составляет активное сопротивление фазы выпрямителя r, на котором падает часть выпрямленного напряжения. Сопротивление фазы выпрямителя r зависит как от схемы выпрямителя (табл. 4-1), так и от количества диодов в плече.

Внутреннее сопротивление одного вентиля определяют по номограмме на рис. 4-4, а затем умножают на число последовательно соединенных в плече диодов.

5. По номограмме на рис. 4-5 определяют индуктивность рассеяния обмоток трансформатора, приведенную к фазе вторичной обмотки, $L_{sтр}$. При $s=2$ найденную по номограмме величину $L_{sтр}$ следует умножить на коэффициент 1,7, при $s=3$ — на 2,3.

Если первичная обмотка расположена между половинами вторичной или вторичная между половинами первичной, полученное значение $L_{sтр}$ следует уменьшить в 4 раза.

Если при $s=2$ витки вторичной обмотки расположены на двух стержнях трансформатора, а катушки соединены последовательно, то для схемы удвоения напряжения и мостовой схемы $L_{sтр}$ необходимо уменьшить в 2 раза.

Для двухполупериодной схемы со средней точкой при $s=2$ допустимо только параллельное соединение катушек первичной обмотки.

Реактивное сопротивление индуктивности рассеяния $X_L = 2\pi f L_{sтр}$ составляет при малом активном сопротивлении r заметную часть полного сопротивления фазы выпрямителя и поэтому должно учитываться в расчетах выпрямителей на германиевых или кремниевых диодах. Для маломощных выпрямителей на кенотронах или селеновых вентилях, имеющих большое внутреннее сопротивление R_i, учет $L_{sтр}$ не обязателен. В этом случае дальнейший расчет производится по кривым $\varphi=0$.

Если силовой трансформатор имеет более одной вторичной обмотки, величины $r_{тр}$ и $L_{sтр}$ следует уточнить по следующим формулам:

$$r'_{тр} \approx \frac{r_{тр}}{2}\left(1 + \frac{P_2}{P_{габ}}\right);$$

$$L'_{s\,тр} \approx \frac{L_{s\,тр}}{2}\left(1 + \frac{P_2}{P_{габ}}\right),$$

где $r_{тр}$ и $L_{sтр}$ — сопротивление и индуктивность рассеяния, найденные по номограммам для двухобмоточного трансформатора; P_2 — мощность, отбираемая со вторичной обмотки, предназначенной для рассчитываемого выпрямителя (табл. 4-1); $P_{габ}$ — см. стр. 30.

6. Зная r и $L_{sтр}$, по номограмме на рис. 4-6 находят вспомогательный коэффициент A, а по номограмме на рис. 4-7 — угол φ. Для схемы удвоения напряжения следует при отыскании коэффициента A брать половину выпрямленного напряжения $E_0/2$. С помощью этих двух величин по графикам на рис. 4-8 определяют ко-

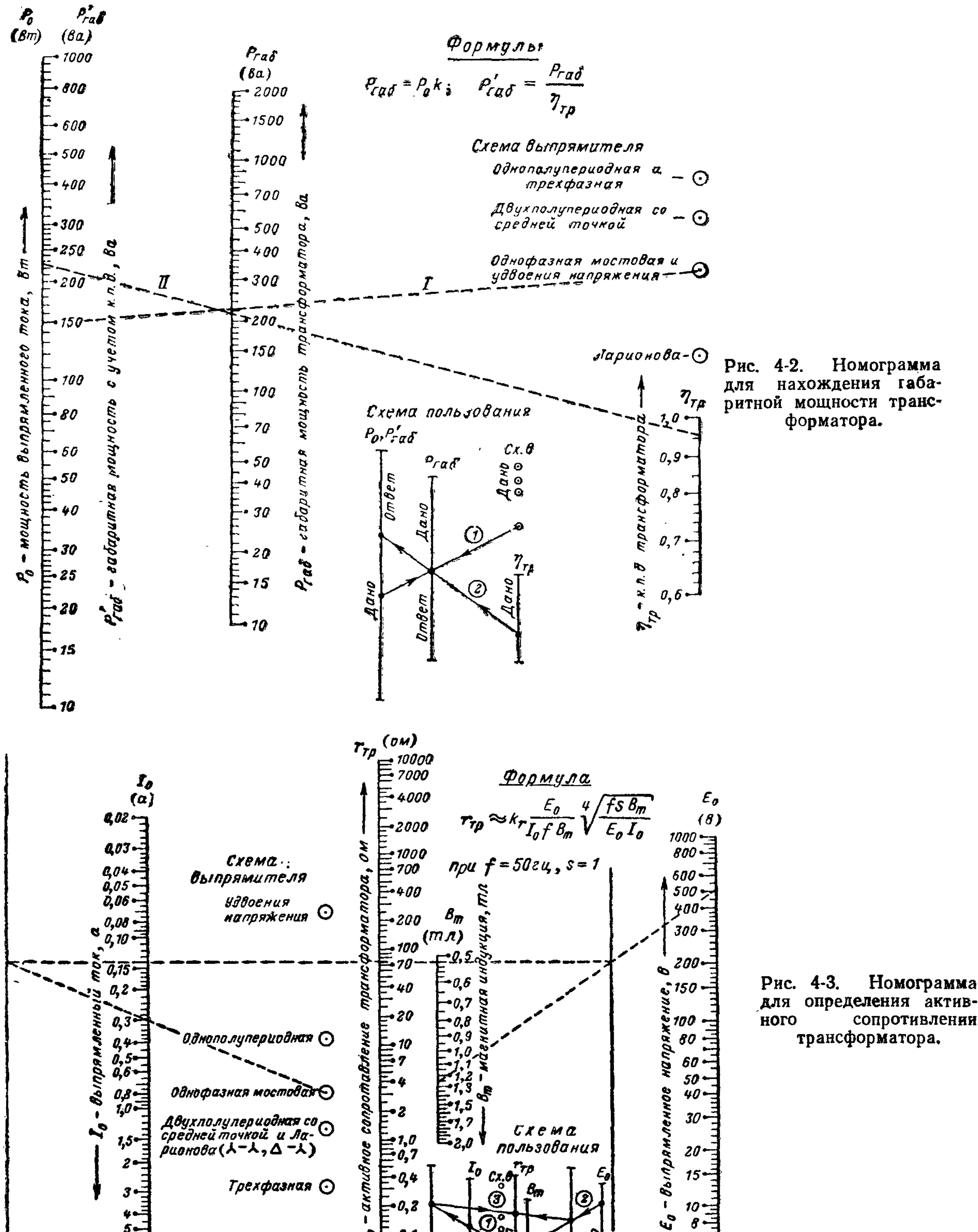
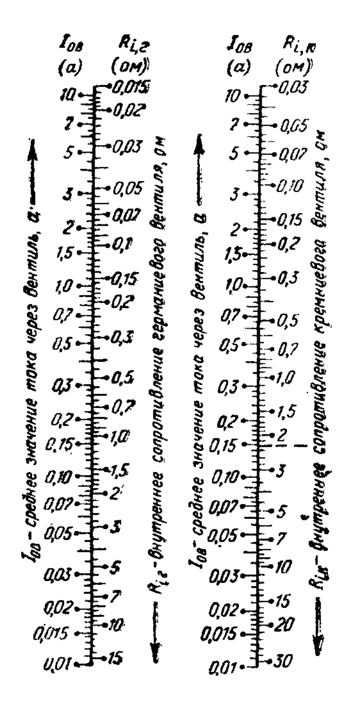


Рис. 4-2. Номограмма для нахождения габаритной мощности трансформатора.

Рис. 4-3. Номограмма для определения активного сопротивлении трансформатора.



эффициенты B_0, D_0, F_0 и H_0, дающие возможность произвести точный расчет выпрямителя.

7. По найденным коэффициентам B_0, D_0, F_0 и формулам, взятым из табл. 4-1 для соответствующей схемы выпрямителя, определяют:

а) э. д. с. вторичной обмотки U_{2x}; б) уточненное значение обратного напряжения на вентиле (плече) $U_{обр}$; в) эффективное значение тока вторичной обмотки I_2; г) уточненное значение импульса тока через вентиль I_m.

8. По номограмме на рис. 4-9 находят входную емкость сглаживающего фильтра C_1. Для схемы удвоения напряжения полученное значение C_1 соответствует емкости каждого из двух конденсаторов (выбор величины коэффициента пульсаций $K_п$ см. § 4-4).

Частота пульсаций равна произведению числа фаз выпрямления (табл. 4-1) на частоту сети: $f_п = mf_c$.

Рабочее напряжение конденсаторов на входе фильтра должно быть $U_{раб} \geqslant 1{,}4\,U_{2x}$, а в схеме Ларионова $U_{раб} \geqslant 2{,}5\,U_{2x}$.

9. Если необходимо построить нагрузочную характеристику выпрямителя, то по номограмме, приведенной на рис. 4-6, для нескольких различных значений тока I_0 определяют вспомогательный коэффициент γ_0, а по

← Рис. 4-4. Номограмма для определения внутреннего сопротивления полупроводниковых диодов.

Рис. 4-5. Номограмма для определения индуктивности рассеяния трансформатора.

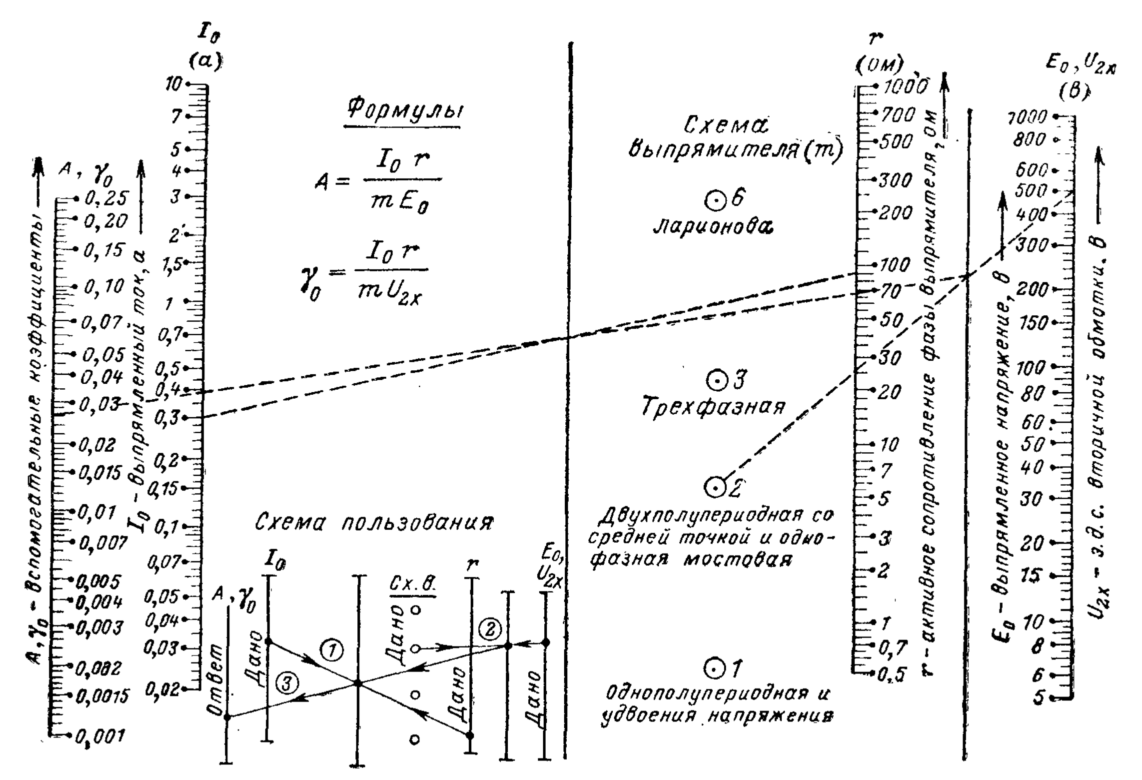


Рис. 4-6. Номограмма для расчета вспомогательных коэффициентов A и γ_0.

номограмме на рис. 4-10 — множитель $\sqrt{2}\cos\psi$, с помощью которого по формуле $E_0 = \sqrt{2}\cos\psi$ вычисляют несколько значений E_0. По полученным точкам строят зависимость E_0 от I_0 (рис. 4-11). По этому графику можно определить из треугольника ABC внутреннее сопротивление выпрямителя для медленных изменений тока нагрузки:

$$R_в = \frac{\Delta E_0}{\Delta I_0}.$$

Сопротивление выпрямителя для быстрых колебаний тока нагрузки определяется в основном емкостью конденсатора на выходе сглаживающего фильтра.

10. По номограмме на рис. 4-12 находят коэффициент трансформации $n = U_{2x}/U_1$, зная который, можно вычислить эффективный ток первичной обмотки трансформатора I_1' (без учета тока холостого хода). Формула для расчета тока I_1' берется из табл. 4-1 для данной схемы выпрямителя.

11. По известным величинам эффективных напряжений и токов первичной и вторичной обмоток определяют точное значение габаритной мощности трансформатора:

$$P_{габ} = \frac{P_1 + P_2 + P_3 + \cdots + P_n}{2},$$

где P_n — мощность, выделяемая n-й обмоткой трансформатора.

Пример.

Электрический расчет выпрямителя, работающего на емкость.

Дано: $E_0 = 500$ *в*; $I_0 = 0{,}3$ *а*; $P_0 = 150$ *вт*; $K_п = 0{,}1$ (10%); $f_c = 50$ *гц*; $U_c = U_1 = 127$ *в*; $t_{окр} = -40 \div 50°$ С. Выбираем однофазную мостовую схему выпрямителя. Сердечник трансформатора броневой ($s = 1$), наборный.

Находим:

1. По формулам табл. 4-1

$$I_{0в} = 0{,}15\,а; \quad U_{обр} \approx 750\,в; \quad I_m \approx 1{,}05\,а.$$

2. Выбираем кремниевые диоды Д226Б, имеющие следующие параметры при температуре до +50° С:

$$U_{обр.доп} = 400\,в; \quad I_{0в.доп} = 0{,}3\,а;$$

$$I_{m\,доп} = 2{,}5\,а; \quad \Delta E_в \approx 1\,в.$$

3. Так как $U_{обр} = 750\,в > U_{обр.доп}$, в каждое плечо мостовой схемы следует установить N последовательно соединенных диодов ($N = 2$).

Учитывая рекомендацию снижать на 30% обратное напряжение относительно $U_{обр.доп}$ для повышения надежности диодов, выбираем $N = 3$. По номограмме на рис. 4-1 $R_ш \approx 175$ *ком* ≈ 180 *ком*.

4. По номограмме на рис. 4-2 $P_{габ} \approx 225$ *ва*.

5. По графику на рис. 4-13, *а* (1) $B_m \approx 1{,}26$ *тл*.

6. По номограмме на рис. 4-3 $r_{тр} \approx 75$ *ом*.

7. По номограмме на рис. 4-4 внутреннее сопротивление одного кремниевого вентиля при токе $I_{0в} = 0{,}15$ *а*

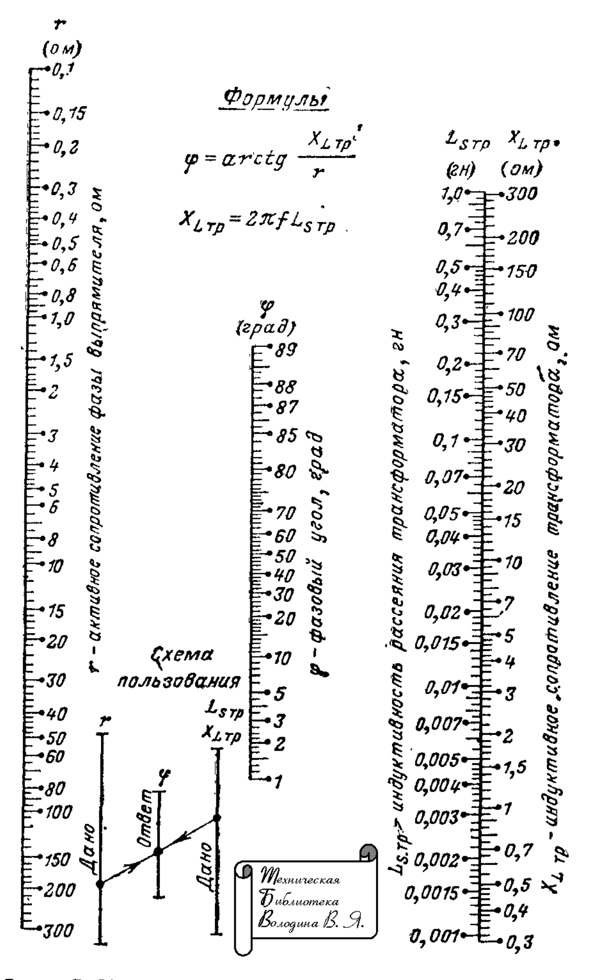


Рис. 4-7. Номограмма для нахождения фазового угла φ.

$R_{iк} \approx 2{,}3$ *ом*. Сопротивление плеча мостовой схемы $R_{iпл} = 3R_{iк} \approx 7$ *ом*.

8. Сопротивление одной фазы выпрямителя (табл. 4-1)

$$r = 2R_{iпл} + r_{тр} \approx 90 \text{ ом}.$$

9. По номограмме на рис. 4-5 $L_{sтр} \approx 0{,}16$ *гн*.
10. По номограмме на рис. 4-6 $A \approx 0{,}027$.
11. По номограмме на рис. 4-7 $\varphi \approx 30°$.
12. По графикам на рис. 4-8 $B_0 \approx 0{,}89$; $D_0 \approx 2{,}25$; $F_0 \approx 6{,}5$; $H_{02} \approx 6\,400$.
13. По формулам табл. 4-1

$$U_{2x} \approx 450 \text{ в}; \quad U_{обр} \approx 630 \text{ в};$$

$$I_2 \approx 0{,}475 \text{ а}; \quad I_m \approx 0{,}98 \text{ а}.$$

14. По номограмме на рис. 4-9 $C_1 \approx 15$ *мкф*; при рабочем напряжении $U_{раб} \geqslant 650$ *в* $f_п = 100$ *гц*.

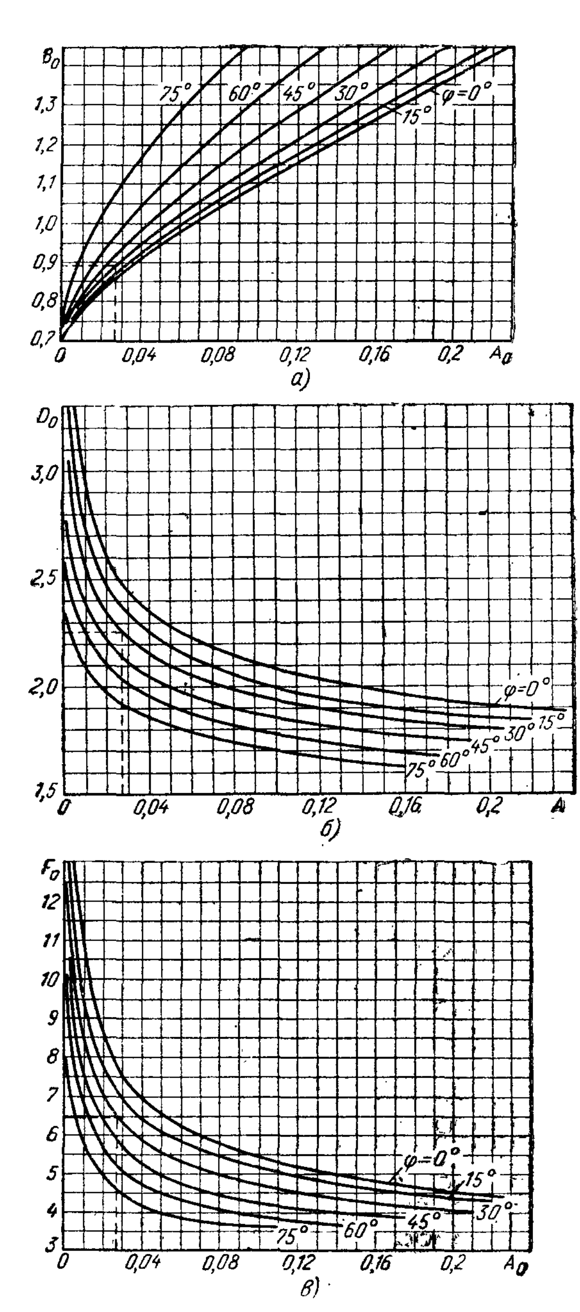


Рис. 4-8. Графики зависимостей коэффициентов.

а — B_0; *б* — D_0; *в* — F_0.

15. По номограмме на рис. 4-12

$$n \approx 3{,}55; \; I_1' \approx 1{,}7 \text{ а}.$$

16. Точное значение габаритной мощности (без учета к. п. д.)

$$P_{габ} \approx \frac{127 \cdot 1{,}7 + 450 \cdot 0{,}475}{2} = 215 \text{ ва}.$$

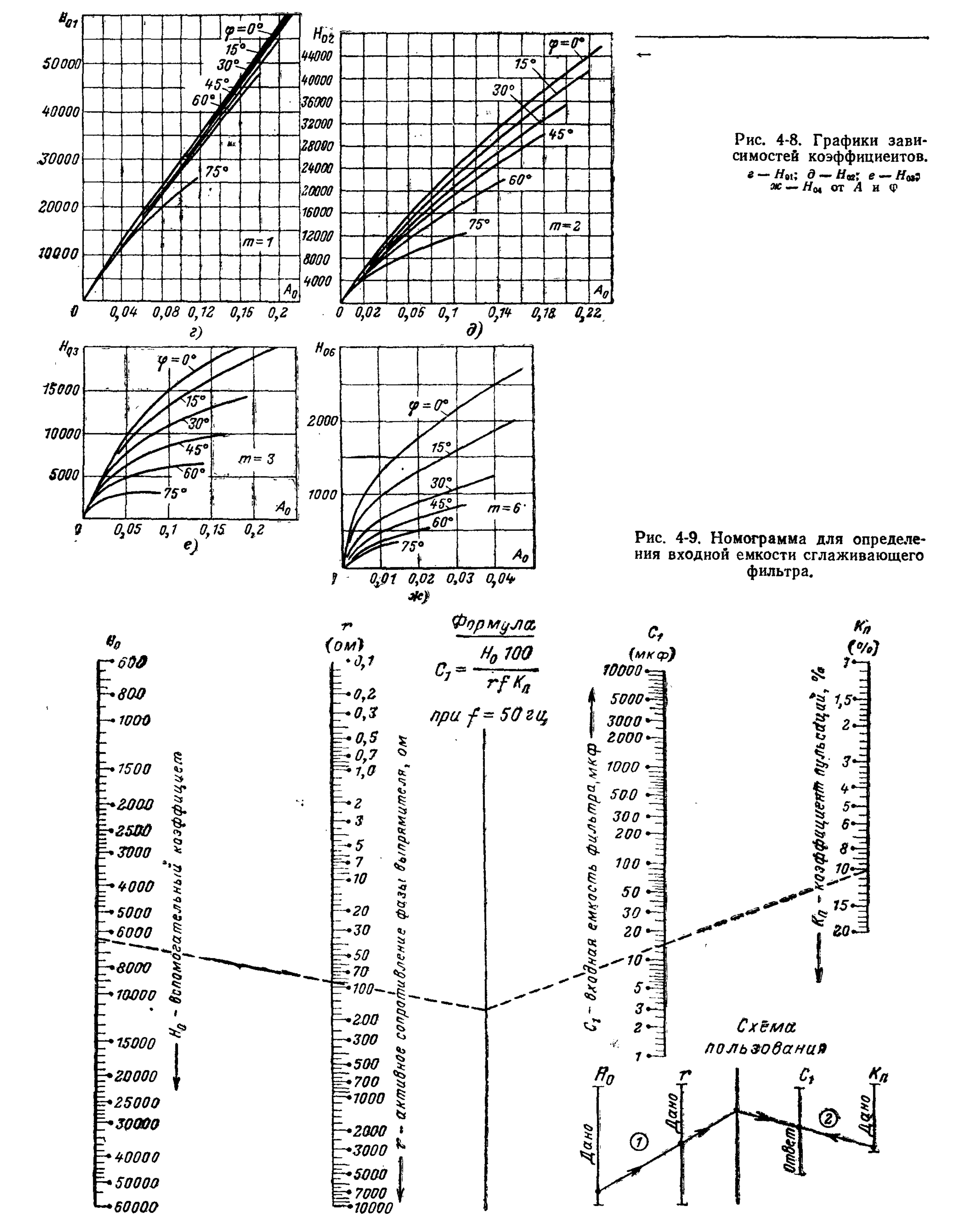


Рис. 4-8. Графики зависимостей коэффициентов. г — H_{01}; д — H_{02}; е — H_{03}; ж — H_{04} от A и φ

Рис. 4-9. Номограмма для определения входной емкости сглаживающего фильтра.

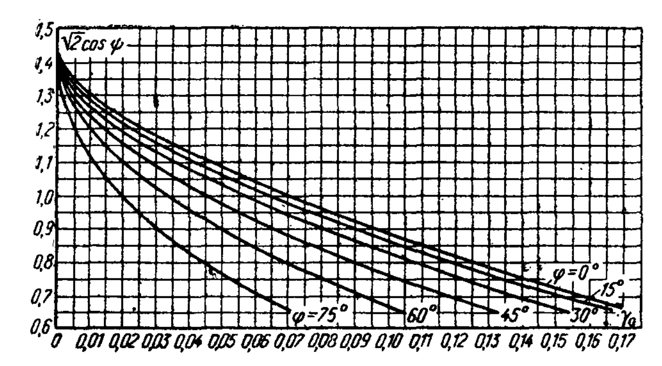


Рис. 4-10. Номограмма для расчета нагрузочной характеристики выпрямителя.

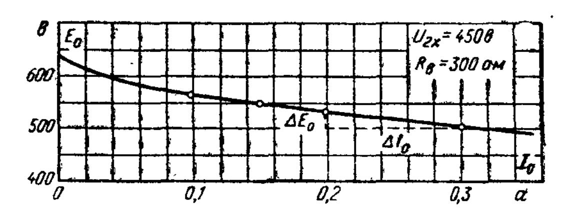


Рис. 4-11. Внешняя (нагрузочная) характеристика выпрямителя.

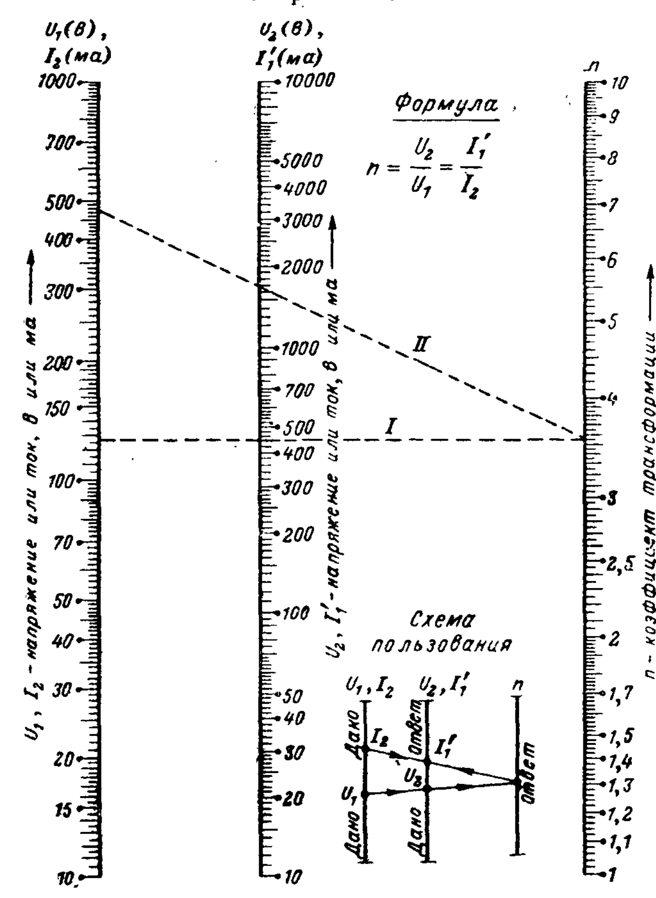


Рис. 4-12. Номограмма для расчета коэффициента трансформации.

4-2. КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ МАЛОМОЩНОГО СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Конструктивный расчет силового трансформатора, предназначенного для питания радиоэлектронной аппаратуры, производится на основании данных, полученных из расчета выпрямителя.

Расчет маломощного трансформатора для питания ламп накаливания, нагревателей, устройств автоматики и т. п. переменным током без выпрямления мало отличается от расчета трансформатора, питающего выпрямитель. Основное отличие заключается в том, что у трансформатора, работающего на чисто активную нагрузку, полезная или отдаваемая, мощность $P_2=U_2I_2$ входит в выражение для $P_{габ}$ в качестве VA_2. В трансформаторах, работающих на выпрямительные схемы, формы токов в первичных и вторичных обмотках несинусоидальны, а в некоторых схемах (однополупериодной, двухполупериодной со средней точкой и трехфазной) через вторичные обмотки трансформаторов протекают постоянные составляющие выпрямленных токов.

Большинство номографированных расчетов маломощного силового трансформатора сильно упрощено и дает, как правило, завышенные величины сечения стали сердечника и числа витков обмоток.

Данный расчет основан на более точных формулах, дающих оптимальный результат по массе и объему трансформатора.

Расчет производится в следующем порядке:

1. По заданной габаритной $P_{габ}$ или полезной P_2^* мощности трансформатора и выбранному материалу сердечника (марка стали, толщина листа или ленты[1]) находят на графиках (рис. 4-13) следующие величины:

а) максимальную магнитную индукцию в сердечнике трансформатора B_m; б) плотность тока в обмотках J; в) коэффициент заполнения окна сердечника медью обмотки $k_м$; г) к. п. д. трансформатора $\eta_{тр}$.

2. Пользуясь номограммой на рис. 4-14, определяют произведение площади полного сечения стержня, на котором расположены обмотки, $Q_с$ на площадь окна сердечника $Q_о$.

Номограмма на рис. 4-14 построена на основе известной формулы для э. д. с. индукции $E_2=4{,}44 fBQ_{ст}w_2\cdot 10^{-4}$ и выражения для тока вторичной обмотки $I_2=JQ_{м2}\cdot 10^2/w_2$.

Приняв $E_2 \approx U_2$; $Q_{м1}=Q_{м2}=1/2Q_м=1/2Q_оk_м$; $Q_{ст}=Q_сk_{ст}$, получим: $P_2=U_2I_2\approx 2{,}2fBJQ_{ст}Q_о\cdot 10^{-2}$ или при $f=50$ *гц*

$$Q_сQ_о \approx \frac{P_2}{1{,}11BJk_мk_{ст}}.$$

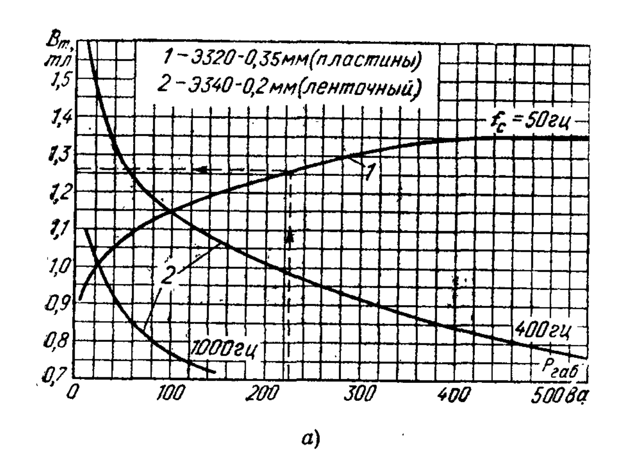
Если в расчете трансформатора используется величина $P_{габ}$, взятая из табл. 4-1 (без учета к. п. д.), следует по номограмме на рис. 4-2 предварительно найти величину $P'_{габ}=P_{габ}/\eta_{тр}$, которая затем используется при определении $Q_сQ_о$ по номограмме на рис. 4-14.

Величина $Q_сQ_о$, найденная по номограмме, соответствует броневому Ш-образному или тороидальному О-образному сердечнику с одним несущим обмотки стержнем ($s=1$) при частоте питающей сети $f=50$ *гц*.

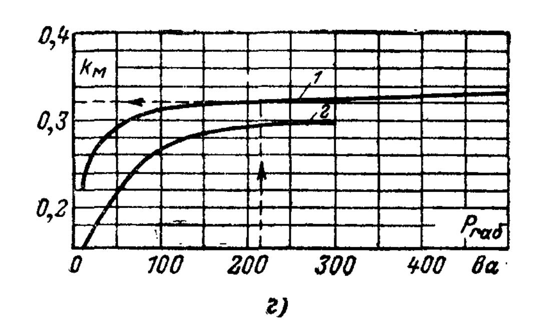
Если обмотки расположены на двух стержнях ($s=$

* Если вторичных обмоток несколько, берется сумма их мощностей $\Sigma P_{II}=U_2I_2+U_3I_3+\dots$

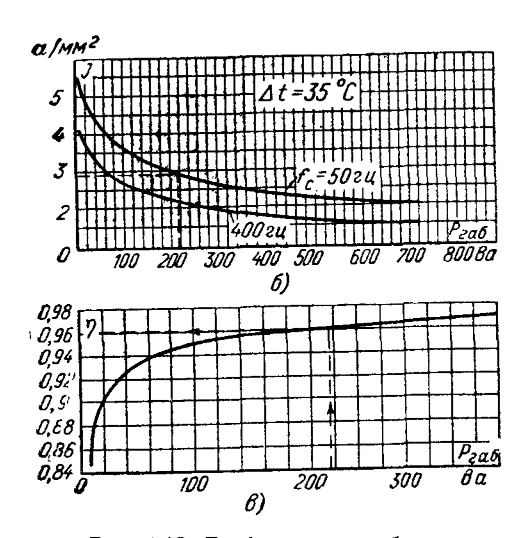
[1] Коэффициент заполнения сечения сердечника сталью $k_{ст}$ выражен на номограммах через толщину листа или ленты $t_л$.



а)

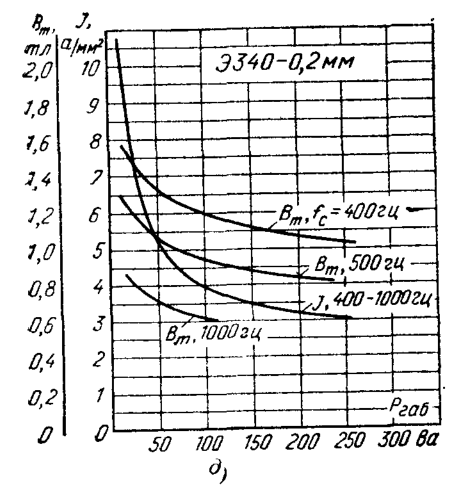


г)



б)

в)



д)

Рис. 4-13. Графики для выбора

а — максимальной магнитной индукции в сердечнике броневого трансформатора; *б* — плотности тока в обмотках; *в* — к. п. д. трансформатора; *г* — коэффициента заполнения окна сердечника (*1* — броневого, *2* — тороидального); *д* — магнитной индукции и плотности тока в тороидальных трансформаторах

=2), как, например, в стержневом трансформаторе с П-образным сердечником (типа ТС и др.), то полученную величину Q_cQ_o необходимо уменьшить вдвое.

В трехфазных трансформаторах, где обмотки расположены на трех стержнях сердечника ($s=3$), Q_cQ_o берут втрое меньше найденной по номограмме величины.

Для повышенной частоты питающей сети ($f_c=400$ или 1 000 *гц*) Q_cQ_o уменьшают во столько раз, во сколько данная частота сети больше 50, т. е. в 8 раз при $f_c=400$ *гц* или в 20 раз при $f_c=1\,000$ *гц*.

Номограмма на рис. 4-14 дает возможность рассчитывать трансформаторы как с синусоидальной, так и с прямоугольной формой напряжения на обмотках. В зависимости от формы напряжения величина максимальной магнитной индукции в сердечнике откладывается на шкале под соответствующим знаком (~или ⊓)

Несмотря на большую трудность намотки в любительских условиях силовых тороидальных трансформаторов с неразрезными сердечниками, их применение очень желательно. Дело в том, что отсутствие зазоров в навитом тороиде и меньший объем стали $V_{ст}$ по сравнению с броневым сердечником того же сечения приводят к заметному снижению тока холостого хода трансформатора даже при больших значениях индукции B_m.

3. По известной площади окна Q_o выбранного типоразмера пластин (табл. 4-2) с помощью номограммы на рис. 4-15 можно определить полное сечение сердечника Q_c, а затем чистое сечение стали $Q_{ст}$ для данной толщины пластин или ленты с лаковым изоляционным покрытием.

4. Толщина набора сердечника определяется как

$$b = Q_c/a,$$

где a — ширина стержня, на котором расположены обмотки (табл. 4-2).

Из конструктивных соображений толщина набора должна находиться в пределах

$$a \leqslant b \leqslant 2a.$$

Если толщина набора оказывается больше удвоенной ширины стержня, желательно взять следующий больший типоразмер пластин. В тех случаях, когда необходимо использовать имеющиеся в наличии трансформаторные пластины, допустимы и более широкие пределы $0{,}8a \leqslant b \leqslant 2{,}5\,a$.

5. Номограмма на рис. 4-16 предназначена для определения э. д. с., приходящейся на один виток любой из обмоток трансформатора (э. д. с. витка $e_в$).

Номограмма построена для частоты сети $f_c=50$ *гц*. В случае расчета трансформатора повышенной частоты найденный по номограмме результат умножают на величину $f_c/50$.

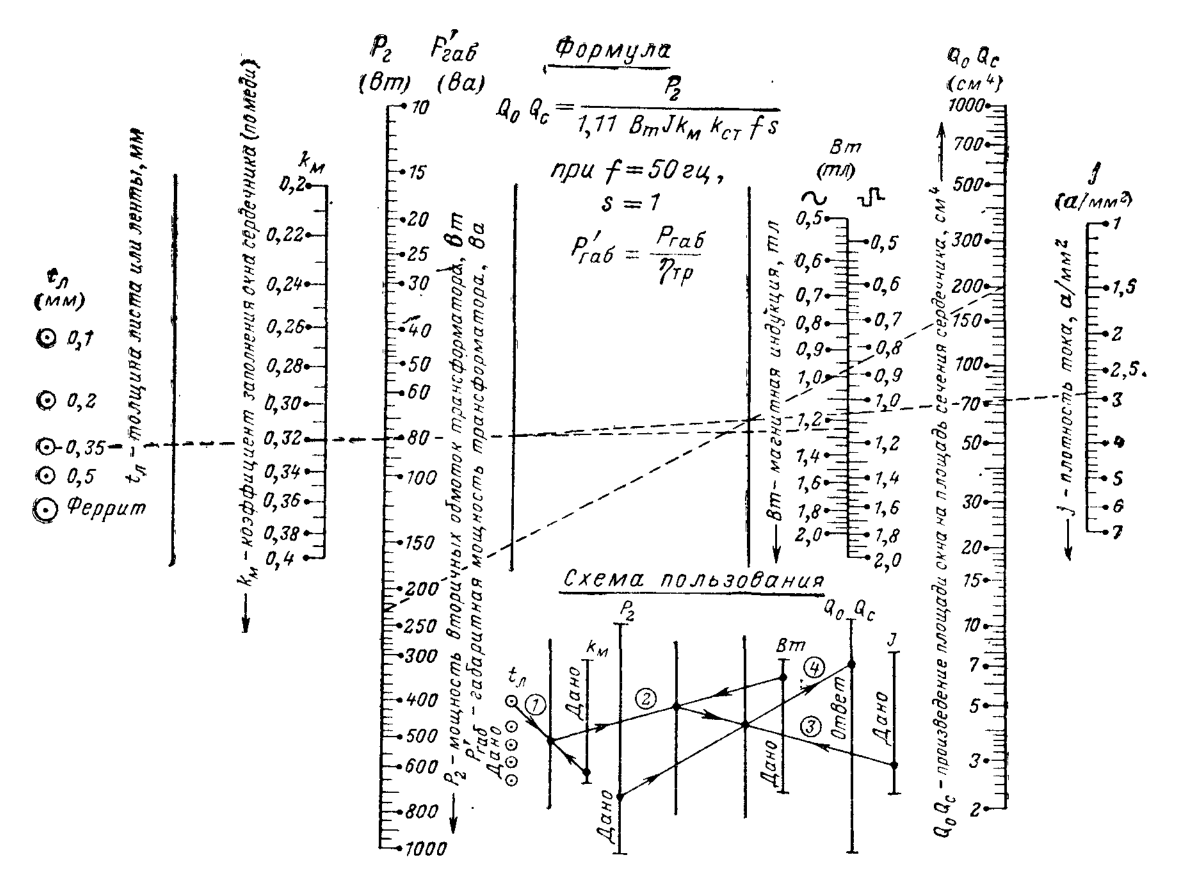


Рис. 4-14. Номограмма для определения произведения площади сечения сердечника на площадь окна.

По графику на рис. 4-17 выбирают величину падения напряжения в обмотках трансформатора $\Delta U\%$, зависящую от его габаритной мощности $P_{габ}$, типа магнитопровода и частоты питающей сети.

6. Номограмма на рис. 4-18 дает возможность найти числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора w_1 и w_2 по известным напряжению обмотки U_n и э. д. с. витка $e_в$. При расчете числа витков первичной обмотки величина ΔU берется с отрицательным знаком, а вторичных — с положительным.

Если из расчета выпрямителя известна э. д. с. вторичной обмотки (напряжение холостого хода U_{2x}), то число витков w_2 определяется без учета падения напряжения ΔU по формуле

$$w_2 = U_{2x}/e_в$$

или по той же номограмме на рис. 4-18.

7. По графику на рис. 4-19 находят величину намагничивающей (магнитодвижущей) силы H для принятой в расчете максимальной величины магнитной индукции B_m. Взяв из табл. 4-2 значение средней длины пути магнитного потока в сердечнике $l_{ср}$ (средняя длина магнитной силовой линии), по номограмме на рис. 4-20 определяют ток холостого хода трансформатора I_x.

Ток холостого хода I_x состоит из двух составляющих: активной $I_{x.a}$, зависящей в основном от потерь в стали сердечника, и реактивной, называемой намагничивающим током, I_μ.

В маломощных силовых трансформаторах активная составляющая $I_{x.a}$, как правило, мала по сравнению с намагничивающим током I_μ, и для упрощения расчета ею можно пренебречь:

$$I_x = \sqrt{I_{x.a}^2 + I_\mu^2} \approx I_\mu .$$

Тогда полный ток первичной обмотки трансформатора будет равен

$$I_1 \approx \sqrt{(I_1')^2 + I_\mu^2},$$

где I_1' — ток первичной обмотки трансформатора (без учета тока холостого хода), найденный из расчета выпрямителя (см. стр. 39). Вместо вычислений по формуле ток I_1 можно определить по номограмме на рис. 3-26. Для этого значения I_1' откладывают на шкале x, значения I_μ — на шкале R, а ответ (I_1) находят на шкале z.

8. По номограмме на рис. 3-3 определяют диаметры по меди проводов обмоток трансформатора для выбранной ранее плотности тока в обмотках J.

Нестандартные величины диаметров округляют до ближайшей большей величины, соответствующей ГОСТ.

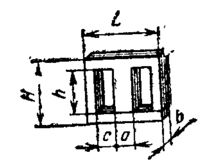


Таблица 4-2

Броневые сердечники из штампованных пластин типа «Ш»

Типоразмер пластин (ширина среднего стержня a, мм)	Магнитопровод														Ориентировочная мощность трансформатора ΣP_2, вт, при частоте сети f_c	
	Габаритные размеры, мм		Размеры окна, мм		Средняя длина магнитной силовой линии $l_{ср}$, см	Толщина набора b, мм	Площадь сечения сердечника $Q_c = ab$, см²	Площадь окна Q_o, см²	Произведение Q_cQ_o, см⁴	Объем стали $V_{ст}$, см³, при $t_л = 0{,}35$ мм	Масса, кг, для листовой стали Э44 толщиной $t_л$		Количество пластин при толщине $t_л$			
	L	H	c	h							0,2 мм	0,35 мм	0,2 мм	0,35 мм	50 гц	400 гц
Ш-9	36	31,5	9	22,5	7,72	10	0,9	2,025	1,82	6,3	0,047	0,052	42	26	2,1	17
						12	1,08		2,19	7,56	0,056	0,061	51	31	2,5	20
Ш-12	48	42	12	30	10,03	10	1,2	3,6	4,32	9,82	0,078	0,09	42	26	5,0	35
						12	1,44		5,18	13,14	0,1	0,11	51	31	5,5	45
						16	1,92		6,91	17,55	0,13	0,14	68	42	7,0	55
						20	2,4		8,64	21,86	0,17	0,18	85	52	8,5	65
						25	3,0		10,8	27,38	0,21	0,23	106	65	10,0	80
						32	3,84		13,8	35,0	0,26	0,28	136	83	12,0	95
Ш-16	64	56	16	40	13,7	12	1,92	6,4	12,3	24	0,17	0,19	51	31	11	90
						16	2,56		16,4	32	0,24	0,26	68	42	20	130
						20	3,2		20,48	39,8	0,3	0,32	85	52	26	150
						25	4,0		25,6	49,8	0,37	0,4	106	65	30	170
						32	5,12		32,8	63,8	0,47	0,51	136	83	34	200
						40	6,4		40,9	79,6	0,59	0,63	170	104	40	230
Ш-20	80	70	20	50	17,14	16	3,2	10	32	50	0,38	0,4	68	42	32	200
						20	4,0		40	62,4	0,46	0,5	85	52	40	230
						25	5,0		50	78,1	0,58	0,62	106	65	48	250
						32	6,4		64	99,8	0,74	0,8	136	83	60	300
						40	8,0		80	125	0,94	0,99	170	104	70	400
						50	10		100	156,2	1,15	1,24	212	130	85	450
Ш-25	100	87,5	25	62,5	21,4	20	5,0	15,63	78,3	97,4	0,72	0,77	85	52	70	400
						25	6,25		97,5	121,8	0,9	0,97	106	65	85	540
						32	8,0		125	156,0	1,15	1,23	136	83	105	600
						40	10,0		156,3	195,0	1,44	1,55	170	104	130	700
						50	12,5		195	244	1,80	1,93	212	130	160	800
						64	16,0		250	310	2,31	2,47	272	166	190	850
Ш-32	128	112	32	80	27,4	25	8,02	25,6	205	199,3	1,48	1,58	106	65	160	740
						32	10,24		262,1	255,5	1,88	2,02	136	83	200	900
						40	12,8		328	319,0	2,36	2,53	170	104	240	1 000
						50	16,0		409,6	399,0	2,96	3,17	212	130	300	1 200
						64	20,48		524,3	510,0	3,78	4,04	272	166	390	1 400
						80	25,6		655	640,0	4,73	5,07	340	208	450	1 600
Ш-40	160	140	40	100	34,3	32	12,8	40	512	400	2,96	3,16	136	83	400	1 400
						40	16,0		640	500	3,7	3,96	170	104	430	1 650
						50	20,0		800	625	4,61	4,95	212	130	550	2 000
						80	32,0		1 280	998	7,39	7,92	340	208	850	2 500
						100	40,0		1 600	1 250	9,24	9,86	425	260	950	3 000

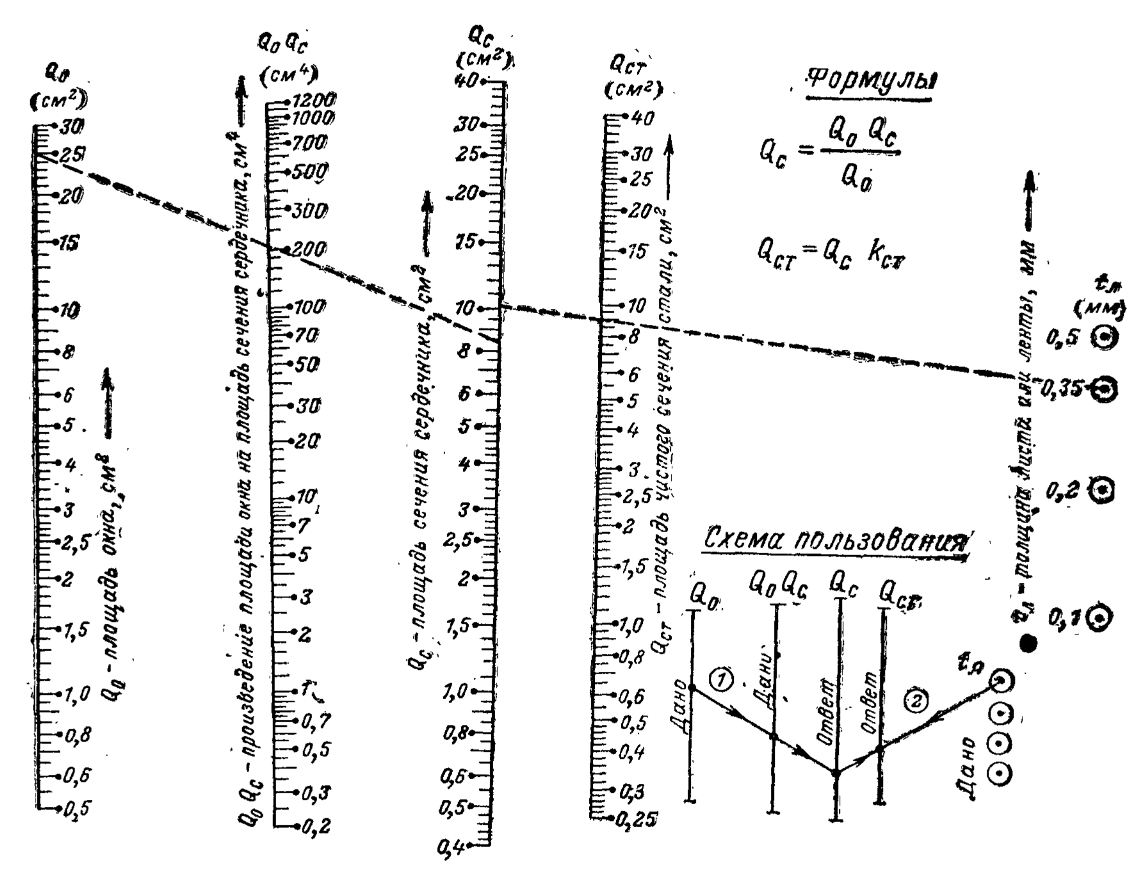


Рис. 4-15. Номограмма для расчета площади сечения сердечника и чистого сечения стали магнитопровода.

9. В конце конструктивного расчета силового трансформатора производится проверка размещения обмоток в окне магнитопровода (см. рис. 4-2) *.

По известной высоте окна сердечника h и толщине щек каркаса $\Delta_щ$ находят допустимую длину намотки:

$$h_н = h - 2\Delta_щ - 1, \ мм,$$

где $\Delta_щ = 1$—3 *мм*.

Длина каркаса берется на 1 *мм* короче высоты окна h в случае Ш-образных пластин с двумя зазорами (отдельной перемычкой). Если же имеется только один зазор (просечка) в средней части пластины, то для облегчения сборки трансформатора длина каркаса должна быть на 5—10% меньше высоты окна.

По формуле или номограмме на рис. 4-21 определяют числа витков в одном слое каждой обмотки:

$$w_{c1} = \frac{h_н}{d_{1из} k_{у1}}; \quad w_{c2} = \frac{h_н}{d_{2из} k_{у2}} \text{ и т. д.},$$

где $k_у$ — коэффициент укладки провода, равный (при рядовой намотке «виток к витку») значениям, приведенным в следующей таблице.

Для беспорядочной намотки («внавал») $k_у = 1{,}15 \div 1{,}25$; $k'_у = 13 \div 20\%$.

$d_{из}$, *мм*	0,07—0,12	0,13—0,19	0,2—0,3	0,31—0,8	0,86—1,0	>1,0
$k_у$	1,15	1,1	1,07	1,05	1,1	1,15
$k'_у$ (%)	13	9	6,5	5	9	13

Номограмма на рис. 4-21 построена без учета коэффициента укладки провода $k_у$. Чтобы учесть неравномерность укладки, следует предварительно уменьшить длину намотки $h_н$ на величину $k_у$ в процентах, а затем проводить расчет по номограмме. Таким образом, эффективная длина намотки $h_{н.эфф} = h_н - h_н \frac{k'_у}{100}$. Поправку легко найти по номограмме на рис. 2-4.

Далее находят числа слоев каждой обмотки (у стержневых двухкатушечных трансформаторов числа слоев данных обмоток в каждой катушке равны $w_1/2$; $w_2/2$ и т. д.):

$$m_1 = \frac{w_1}{w_{c1}}; \quad m_2 = \frac{w_2}{w_{c2}} \text{ и т. д.}$$

Число слоев всегда округляется до ближайшего большего целого числа.

* Проверку размещения обмоток на тороидальном сердечнике см. стр. 102.

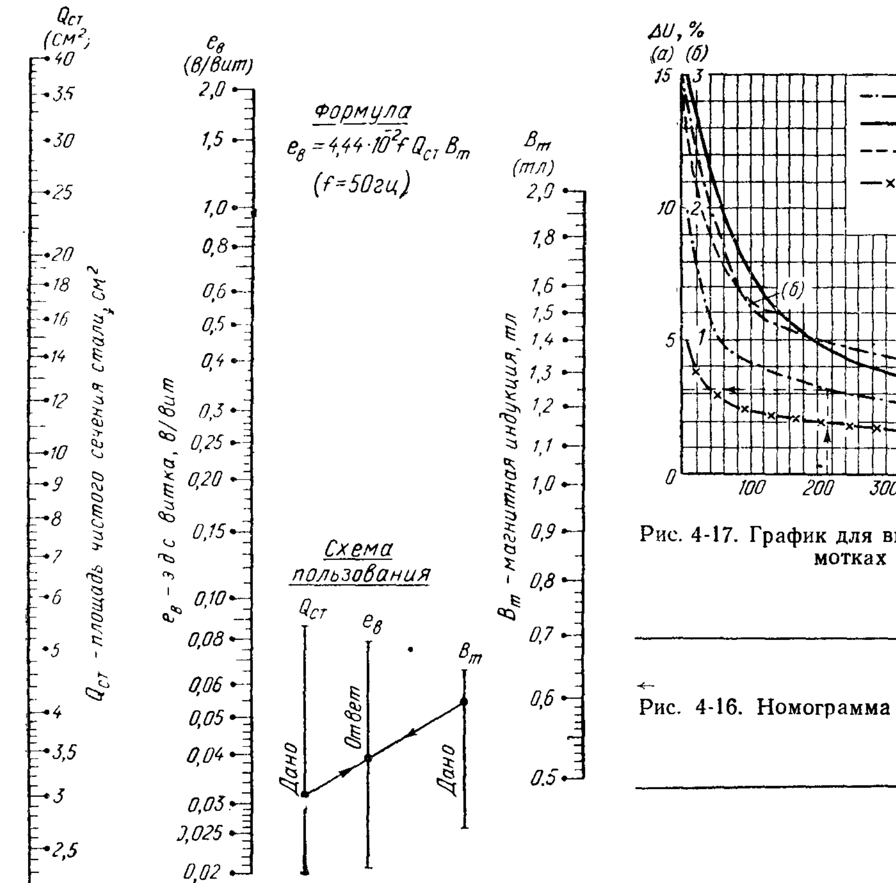


Рис. 4-16. Номограмма для определения э. д. с. витка.

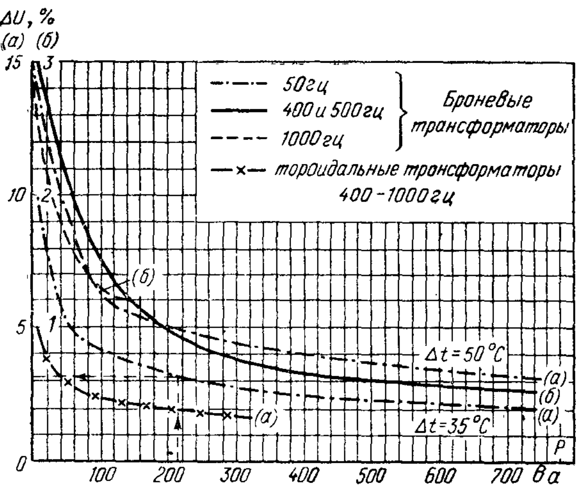


Рис. 4-17. График для выбора падения напряжений в обмотках трансформатора.

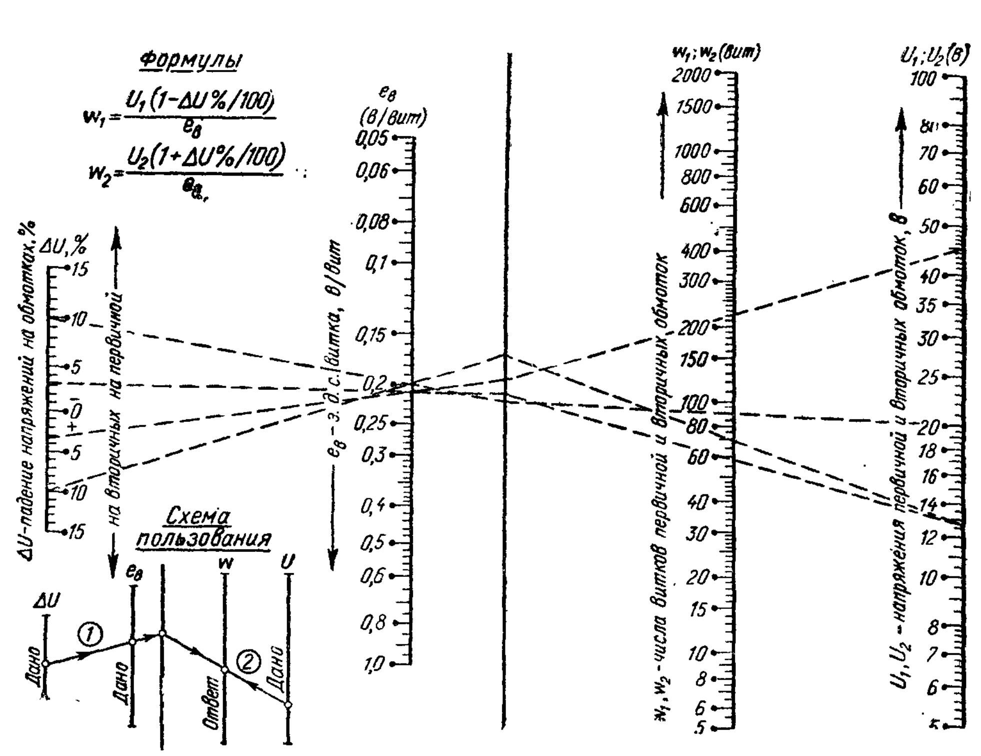
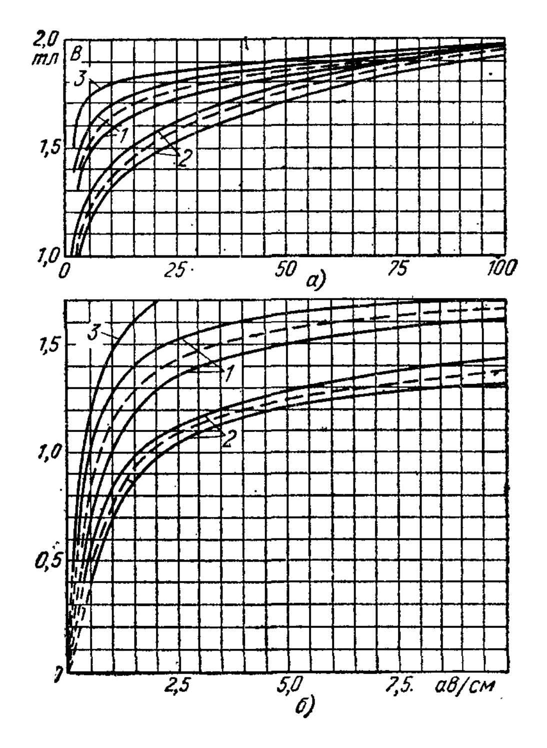


Рис. 4-18 Номограмма для расчета числа витков обмоток трансформатора.



Выбирают междуслойную изоляцию (необходима при напряжениях между слоями более 50 *в*) в зависимости от диаметра провода обмотки (табл. 4-3).

Таблица 4-3

Виды междуслойной изоляции

Диаметр провода $d_{из}$, *мм*	Вид и толщина междуслойной изоляции	
	Бумага	Толщина одного слоя δ, *мм*
Менее 0,1	Конденсаторная КОН-1	0,007—0,03
0,1—0,5	Телефонная КТН	0,05
Более 0,5	Кабельная К-12	0,12
	Изоляционная пропиточная ИП-50	0,09

Определяют толщину каждой обмотки по формуле или номограмме на рис. 4-21:

$$\gamma_1 = k_{у1}\, m_1\, (d_{из1} + \delta_1);$$

$$\gamma_2 = k_{у2}\, m_2\, (d_{из2} + \delta_2) \text{ и т. д.}$$

←

Рис. 4-19. Кривые намагничения трансформаторных сталей.

а — при больших индукциях; *б* — при малых индукциях; *1* — магнитопровод ленточный, стали Э41, Э42; *2* — наборный из штампованных пластин, стали Э41, Э42, Э45, Э46, Э47, Э48; *3* — ленточный, стали Э310—Э320.

Формулы

$$I_\mu = \frac{l_{ср} H}{w_1};$$

$$(aw) = \frac{wI}{l_{ср}}$$

$l_{ср}$ (*см*): 5, 6, 7, 8, 9, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 25, 30, 35, 40

$l_{ср}$ — средняя длина магнитной силовой линии, *см*

(aw) (*ав/см*): 1, 0,8, 0,6, 0,5, 0,4, 0,3, 0,2, 0,15, 0,1, 0,08, 0,06, 0,05, 0,04, 0,03, 0,02, 0,015, 0,01

(aw) — удельные намагничивающие ампер-витки, *ав/см*

H (*а/м*): 100, 80, 60, 50, 40, 30, 20, 15, 10, 8, 6, 5, 4, 3, 2, 1,5, 1

H — намагничивающая сила, *а/м*

Схема пользования

$l_{ср}$ — Дано; $(aw), H$ — Дано; ①; ②; I_μ — Ответ; w_1 — Дано

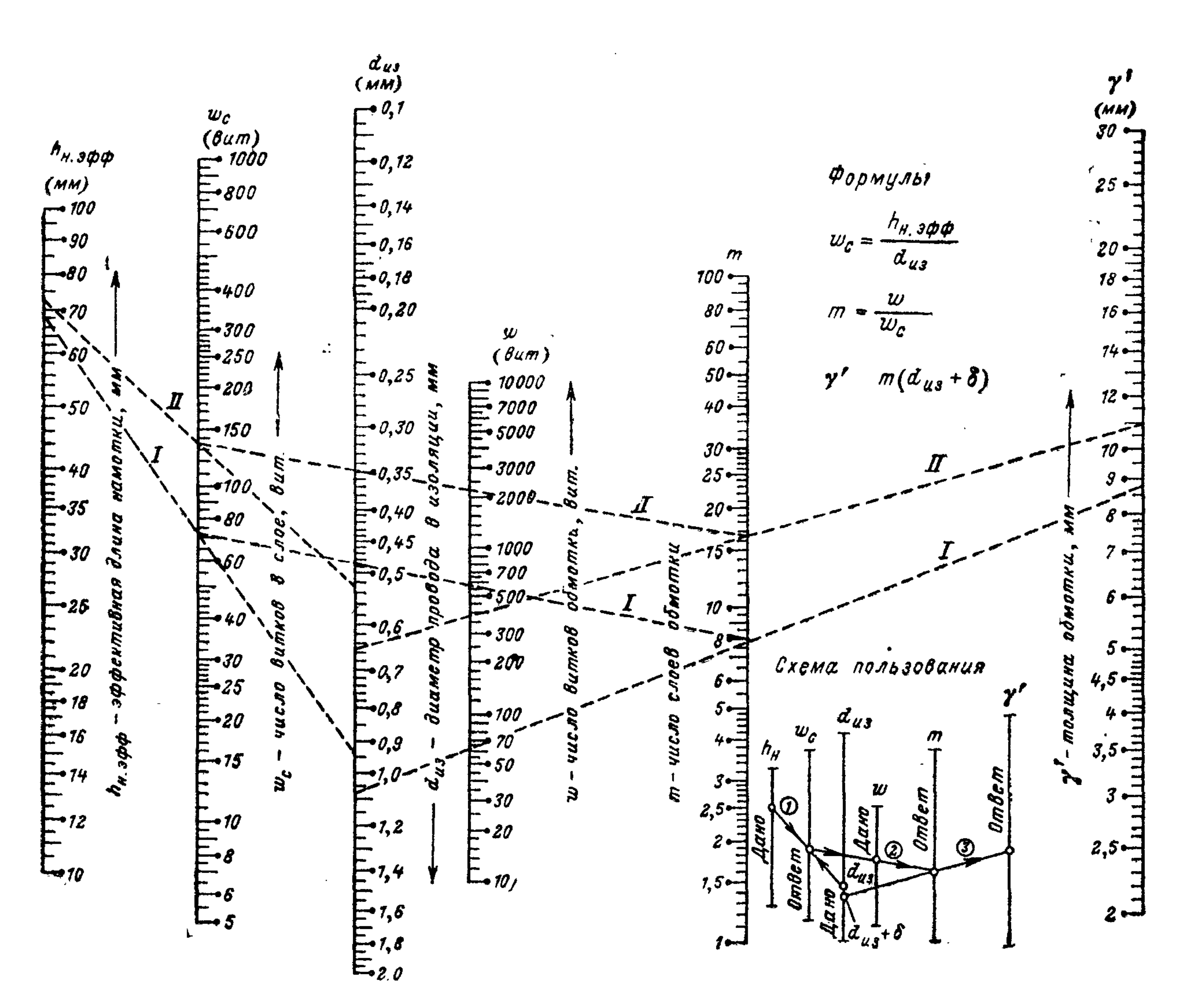
I_μ (*ма*): 1000, 700, 500, 300, 200, 150, 100, 70, 50, 30, 20, 15, 10, 7, 5, 3, 2, 1,5, 1

I_μ — ток намагничивания, *ма*

w_1 (*вит*): 10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 80, 100, 150, 200, 250, 300, 400, 500, 600, 800, 1000

w_1 — число витков первичной обмотки

Рис. 4-20. Номограмма для определения тока намагничения трансформатора I_μ.



4-21. Номограмма для проверки размещения обмоток.

Выбирают междуобмоточную изоляцию, в качестве которой при напряжениях до 1 000 *в* применяются плотные сорта изоляционной бумаги, намотанной в 2—3 слоя, электрокартон ЭВ толщиной 0,1—0,2 *мм*, лакоткань шелковая ЛШ, ЛШС толщиной 0,04—0,15 *мм* и хлопчатобумажная ЛХ толщиной 0,15—0,3 *мм*.

В среднем толщину междуобмоточной изоляции можно принять равной $\varepsilon=0,2—0,3$ *мм*.

Общая толщина катушки трансформатора подсчитывается по формуле

$$\alpha_{кат} = \Delta_к + \gamma_1 + \varepsilon_1 + \gamma_2 + \varepsilon_2 + \gamma_3 + \varepsilon_{кат},$$

где $\Delta_к$ — толщина материала каркаса (гетинакс, текстолит, прессшпан толщиной 1—3 *мм*); $\varepsilon_{кат}$ — толщина изоляции катушки, в качестве которой берут те же материалы, что и для междуобмоточной изоляции, при несколько большем числе слоев; в среднем $\varepsilon_{кат}=0,2\div0,5$ *мм*.

Если толщина катушки $\alpha_{кат}$ оказывается равной ширине окна c или больше (до 5 *мм*), катушка не поместится в окне сердечника, но можно произвести перерасчет трансформатора с тем же сердечником, несколько повысив индукцию B_m или плотность тока J. При значительном превышении толщины $\alpha_{кат}$ над c следует увеличить толщину набора стали или перейти к следующему большему типоразмеру магнитопровода, также произведя перерасчет.

Если расчетная толщина катушки броневого трансформатора меньше ширины окна сердечника на 1—2 *мм*, размещение обмоток нормальное. В стержневых двухобмоточных трансформаторах или трехфазных трехобмоточных такой же зазор должен быть между двумя катушками.

Если зазор между катушкой и сердечником или между двумя катушками более 5 *мм*, сердечник трансформатора используется недостаточно полно и его набор или типоразмер можно уменьшить.

Пример.

Конструктивный расчет силового трансформатора.

Дано (из электрического расчета выпрямителя — см. § 4-1): $U_1=127$ *в*; $U_{2х}=450$ *в*; $I_2=0,475$; $I'_1=1,7$ *а*; $P_{габ}=215$ *ва*.

Находим:

1. По графикам на рис. 4-13 для электротехнической трансформаторной стали Э320 при толщине листа 0,35 *мм* и температуре перегрева сверх $t_{окр}$ $\Delta t=35°$ С $B_m\approx1,25$ *тл*; $J\approx2,9$ *а/мм²*; $\eta_{тр}\approx0,96$; $k_м\approx0,32$;
2. По номограмме на рис. 4-2 $P'_{габ}\approx225$ *ва*.
3. По номограмме на рис. 4-14 $Q_cQ_o\approx205$ *см⁴*.
4. Из табл. 4-2 выбираем магнитопровод типа Ш-32 с $Q_o\approx25,6$ *см²* и $l_{ср}=24,5$ *см*; по номограмме на рис. 4-15 $Q_c\approx0,3$ *см²* принимаем $b=a=3,2$ *см*; $Q_c\approx10,2$ *см²*; по номограмме на рис. 4-15 $Q_{ст}\approx9$ *см²*.
5. По номограмме на рис. 4-16 $e_в\approx0,24$ *в*/виток.
6. По графику на рис. 4-17 $\Delta U\approx3,2\%$.
7. По номограмме на рис. 4-18 $w_1\approx580$ витков; $w_2\approx2\,200$ витков.
8. По графику на рис. 4-19 для стали марки Э320 при $B_m=1,25$ *тл* $H\approx50$ *а/м* (ленточный магнитопровод); удельная напряженность магнитного поля для сердечника из пластин типов Ш и Г берется в среднем в 2 раза большей, чем для ленточного магнитопровода той же марки стали; принимаем $H=100$ *а/м*.
9. По номограмме на рис. 4-20 для $l_{ср}=27,4$ *см* (табл. 4-2) $I_\mu\approx68$ *ма*; $I_х\approx I_\mu\approx70=0,07$ *а*.
10. $I_1\approx I'_1\approx1,7$ *а*.
11. По номограмме на рис. 3-3 для $J=2,9$ *а/мм²* $d_1=0,86$ *мм*; $d_2\approx0,45$ *мм*: принимаем стандартные значения $d_1=0,86$ *мм*; $d_2=0,47$ *мм*.
12. По размерам окна пластин Ш-32 ($c=32$ *мм*; $h=80$ *мм*), приняв $\Delta_щ=1,5$ *мм*, $k'_{у1}=9\%$, $k'_{у2}=5\%$, $h_н=76$ *мм*, $h_{н.эфф.1}\approx69$ *мм*, $h_{н.эфф.2}\approx72$ *мм* (поправки на $k_у$ с отрицательным знаком определяются по номограмме на рис. 2-4).
13. По номограмме на рис. 4-21, выбрав провод ПЭВ-2 ($d_{1из}=0,95$ *мм*, $d_{2из}=0,53$ *мм*), $w_{с1}\approx72$ витка, $w_{с2}\approx135$ витков, $m_1=8$, $m_2=17$ (с округлением в бо́льшую сторону); выбрав в качестве междуслойной изоляции кабельную бумагу К-12 ($\delta=0,12$ *мм*); $\gamma'_1\approx9$ *мм*; $\gamma'_2\approx11$ *мм*; с учетом $k_у\gamma_1\approx9,8$ *мм*, $\gamma_2=11,6$ *мм* (поправки с положительным знаком определяются по номограмме на рис. 2-4).
14. Приняв $\Delta_к=1,5$ *мм* $\varepsilon_1=0,3$ *мм*, $\varepsilon_{кат}=0,5$ *мм*, $\alpha_{кат}=23,7\approx24$ *мм* $<c$; учитывая, что $c-\alpha=8$ *мм*, следует в случае необходимости уменьшения габаритов и массы трансформатора произвести перерасчет на меньшую толщину набора ($b=25$ *мм*) или меньший типоразмер пластин Ш-25, ($b=50$ *мм*).

4-3. БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Бестрансформаторные выпрямители сетевого переменного напряжения являются простейшими неавтономными источниками постоянного тока. Они применяются при рабочих напряжениях E_0, близких к напряжению сети или превышающих его в 1,5—2,5 раза, и токах I_0 до нескольких десятков миллиампер.

Ограниченное применение бестрансформаторных выпрямителей объясняется в первую очередь требованиями техники безопасности, так как оба полюса выпрямленного напряжения гальванически связаны с сетью. Если один из выводов такого выпрямителя соединен с металлическим корпусом прибора или иного устройства, возникает опасность поражения электрическим током при одновременном касании корпуса и заземленных предметов (батарей центрального отопления, водопроводных труб и др.). Поэтому можно рекомендовать применение бестрансформаторных выпрямителей только при полной и надежной изоляции всех токоведущих частей (корпуса и футляры должны изготовляться из изоляционных материалов без металлических деталей, ручки управления — с утопленными крепежными винтами и т. д.).

На рис. 4-22 приведены графики для определения параметров бестрансформаторных выпрямителей, собранных по однополупериодной (рис. 4-22, *а*) и мостовой (рис. 4-22, *б*) схемам.

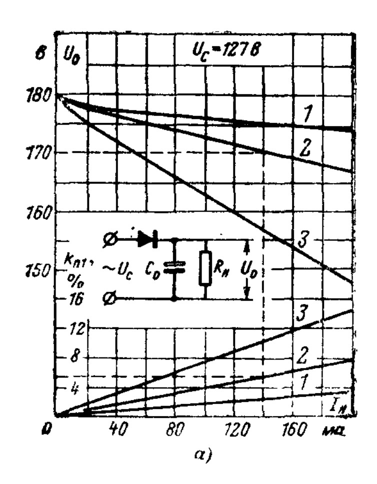
В случае необходимости получить выпрямленное напряжение, в 2—3 раза превышающее U_c, следует применять схемы умножения.

Двухтактная схема удвоения напряжения (схема Латура — см. табл. 4-1 и рис. 4-22, *в*) может быть представлена в виде двух последовательно соединенных однополупериодных выпрямителей, где C_0 — входная емкость каждого из них.

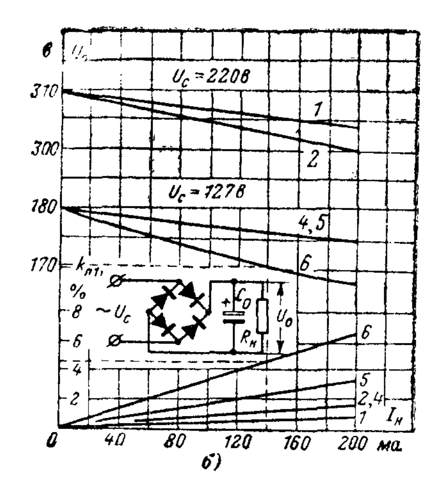
Хотя бестрансформаторные выпрямители и допускают некоторую возможность изменения выпрямленного напряжения с помощью емкости C_0, они не представляют такой гибкости в выборе U_0, как трансформаторные.

На всех приводимых на рис. 4-22 графиках падающие кривые отражают зависимость выпрямленного напряжения U_0 от тока нагрузки $I_н$, а выходящие из начала координат прямые показывают рост коэффициента пульсаций по первой гармонике (см. § 4-4) с увеличением $I_н$. При снятии зависимостей во всех схемах выпрямления использовались кремниевые диоды Д226Б. По величине $K'_п$ можно судить о пригодности тех или иных типов и номиналов электролитических конденсато-

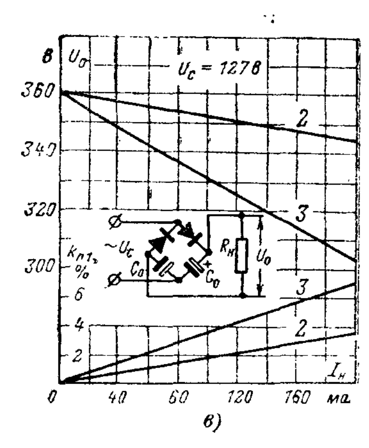
Техническая Библиотека Володина В. Я.



а)



б)



в)

Рис. 4-22. Графики для определения параметров бестрансформаторных выпрямителей.

а — однополупериодного; *б* — мостового; *в* — с удвоением напряжения (*1* и *4* — $C_0=200$ *мкф*; *2* и *5* — $C_0=100$ *мкф*; *3* и *6* — $C_0=50$ *мкф*).

ров (см. табл. 4-4) и определить необходимую степень дальнейшего сглаживания выпрямленного напряжения (см. стр. 56).

Рассматривая графики на рис. 4-22, можно сделать следующие выводы:

1) коэффициент пульсаций $K'_п$ в первом приближении прямо пропорционален току нагрузки $I_н$ и обратно пропорционален емкости конденсатора выпрямителя C_0;

2) амплитуда напряжения пульсаций $U_{п1m}$ не зависит (при одних и тех значениях $I_н$ и C_0) от постоянной составляющей выпрямленного напряжения U_0.

Учитывая, что $U_0/I_н = R_н$, коэффициент пульсаций по первой гармонике приближенно равен для однополупериодного выпрямителя

$$K'_{п.о.в} \approx \frac{6}{C_0 R_н};$$

для двухполупериодного

$$K'_{п.д.в} \approx \frac{3}{C_0 R_н},$$

где C_0 — в *мкф*; $R_н$ — в *ком*.

По последним двум формулам для других величин емкостей легко может быть найден коэффициент пульсаций $K'_п$ или, наоборот, по заданному $K'_п$ и $R_н$ выбрана емкость конденсатора C_0. Приближенные формулы верны в тех случаях, когда коэффициент пульсаций не превышает 15—20%.

Пример 1.

Дано: $U_с = 127$ *в*; $U_0 = 170$ *в*; $I_н = 130$ *ма*.

Находим по графикам на рис. 4-22, *а* и *б*, что заданные параметры могут быть получены в зависимости от величины емкости C_0 как с однополупериодным ($C_0 = 100$ *мкф*), так и с мостовым ($C_0 = 50$ *мкф*) выпрямителями при близких значениях коэффициента пульсаций (примерно 5%). В первом случае необходим один диод, имеющий $U_{обр} \geqslant 400$ *в* (например, типа Д226Б или Д7Ж), во втором — четыре диода с $U_{обр} \geqslant 200$ *в* (например, Д226Г или Д7Г). Рабочее напряжение конденсатора в обоих случаях должно быть не менее 200 *в* (например, конденсатор типа К50-7 250 *в*, емкостью 50 или 100 *мкф*). Из табл. 4-4 видно, что указанные конденсаторы допускают работу при $K_п \approx 5\%$ (с учетом снижения $K_{п.доп}$ при частоте пульсаций 100 *гц* в двухполупериодной схеме выпрямления). В мостовой схеме выпрямителя, кроме меньшей емкости конденсатора, за счет удвоенной частоты пульсаций облегчается дальнейшее сглаживание.

Пример 2.

Дано: $U_с = 127$ *в* $U_0 = 300$ *в*; $I_н = 60$ *ма*.

Находим, что заданные параметры обеспечивает с запасом по напряжению схема удвоения (рис. 4-22, *в*). Чтобы не увеличивать чрезмерно коэффициент пульсаций при значительном снижении емкости C_0, следует, взяв $C_0 = 20$—30 *мкф*, понизить выпрямленное напряжение (которое составит в этом случае величину порядка 320 *в*) с помощью гасящего резистора. Коэффициент пульсаций на емкости $C_0 = 20$—30 *мкф* будет иметь значение $K'_п \approx 4$—6%, а гасящий резистор с последующей емкостью может служить *RC*-фильтром для дальнейшего сглаживания.

Бестрансформаторные выпрямители с гасящим конденсатором приобрели в последнее время большое распространение в качестве зарядных устройств для малогабаритных аккумуляторов или для питания от сети транзисторных радиоприемников (рис. 4-23).

Для того чтобы не рассеивать значительного количества тепла на гасящем резисторе, который необходимо включить последовательно с низковольтным выпрямителем (или другой нагрузкой), взамен активного сопротивления включают «безваттное» реактивное (см. § 3-14). Для этой цели подходят бумажные конденсаторы типов МБГП, КБГ, МБГО. При токах нагрузки до 10—20 *ма* можно применять и малогабаритные конденсаторы типа МБМ.

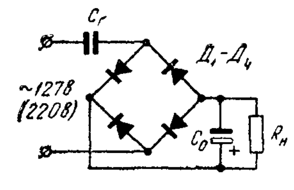


Рис. 4-23. Схема бестрансформаторного выпрямителя с гасящим конденсатором.

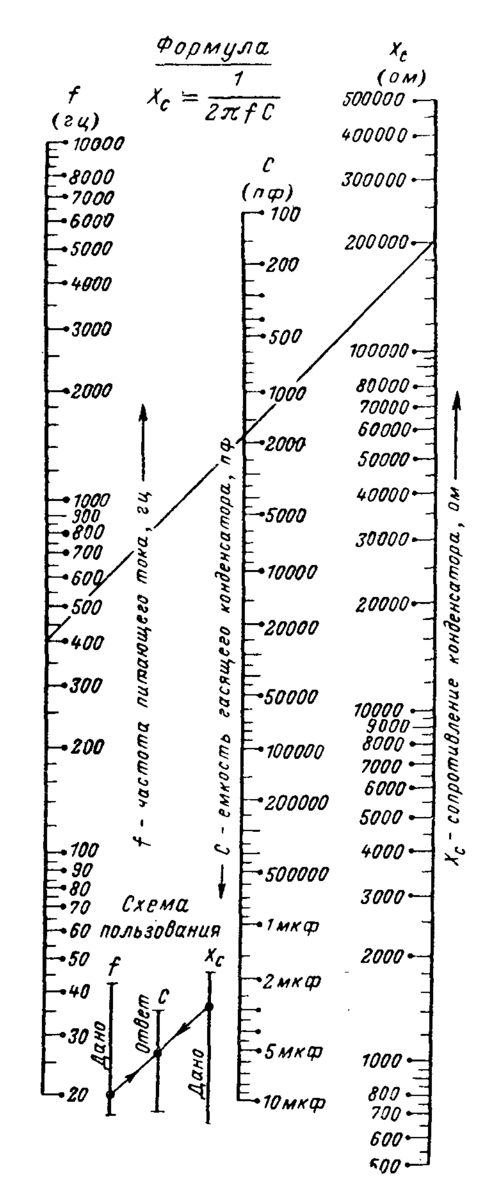


Рис. 4-24. Номограмма для расчета емкости гасящего конденсатора.

Рабочее напряжение гасящего конденсатора должно иметь не менее чем двухкратный запас по сравнению с гасимым напряжением:

$$U_{раб} \geqslant 2U_{гас}.$$

На рис. 4-24 приведена номограмма для расчета гасящего конденсатора при питании от сети переменного тока любой маломощной нагрузки, включая бестрансформаторные выпрямители.

По заданному (или найденному с помощью номограммы на рис. 3-8) сопротивлению нагрузки $R_н = U_н/I_н = U_н^2/P_н$ и полному сопротивлению цепи $z = U_c/I_н$ (определяется по той же номограмме) находят реактивное сопротивление X_C с помощью номограммы на рис. 3-26. Затем по сопротивлению X_C и известной частоте сети f_c определяют емкость гасящего конденсатора (номограмма на рис. 4-24).

Если полное сопротивление цепи z в 5 или более раз превышает $R_н$, т. е. $z \geqslant 5R_н$, нет необходимости отыскивать X_C по номограмме на рис. 3-26. В этом случае по значению X_C можно сразу найти с помощью номограммы на рис. 4-24 емкость конденсатора $C_{гас}$.

Пример 3.

Дано: $U_н = 120$ *в*; $I_н = 0,2$ *а*; $U_c = 220$ *в*.

Находим: $R_н \approx 600$ *ом*; $z \approx 1\,100$ *ом*; $X_C \approx 925$ *ом*; $C_{гас} \approx 3,4$ *мкф*.

Пример 4.

Дано: $U_н = 9$ *в*; $I_н = 10$ *ма*; $U_c = 127$ *в* (для заряда аккумуляторов 7Д-0,1).

Находим: $R_н = 900$ *ом*; $z \approx 12,7$ *ком*. Так как $z > 5R_н$, принимаем $X_C \approx z$; $C_{гас} \approx 0,25$ *мкф*.

Номограмма на рис. 4-24 может быть использована для расчета емкости конденсатора или его реактивного сопротивления и в других низкочастотных цепях: разделительной цепи между ламповыми или транзисторными каскадами, фазовращателях, *RC*-генераторах и т. п.

4-4. СГЛАЖИВАЮЩИЙ ФИЛЬТР

По номограмме на рис. 4-25 можно провести все необходимые расчеты при конструировании сглаживающего фильтра источника питания или определить параметры узла, собранного из имеющихся в наличии деталей.

Основным параметром любого сглаживающего фильтра является коэффициент сглаживания K_c, называемый также коэффициентом фильтрации. Он показывает, во сколько раз снижается амплитуда пульсации $U_{пm}$ выпрямленного напряжения после сглаживающего фильтра.

Форма напряжения пульсаций резко несинусоидальная и зависит от вида выпрямителя и характера его нагрузки. У наиболее распространенных в маломощной радиоаппаратуре выпрямителей, работающих на емкость и активное сопротивление, пульсация имеет форму, близкую к пилообразной, причем пологая (падающая) часть пилы является начальным участком экспоненты.

Обычно из расчета выпрямителя бывает известно не напряжение $U_{пm}$, а коэффициент пульсации

$$K_п = U_{пm}/U_0,$$

где $U_{пm}$ — амплитуда переменной составляющей выпрямленного напряжения; U_0 — постоянная составляющая выпрямленного напряжения.

Так как наибольшую роль в несинусоидальном напряжении пульсаций играет его первая гармоника, ча-

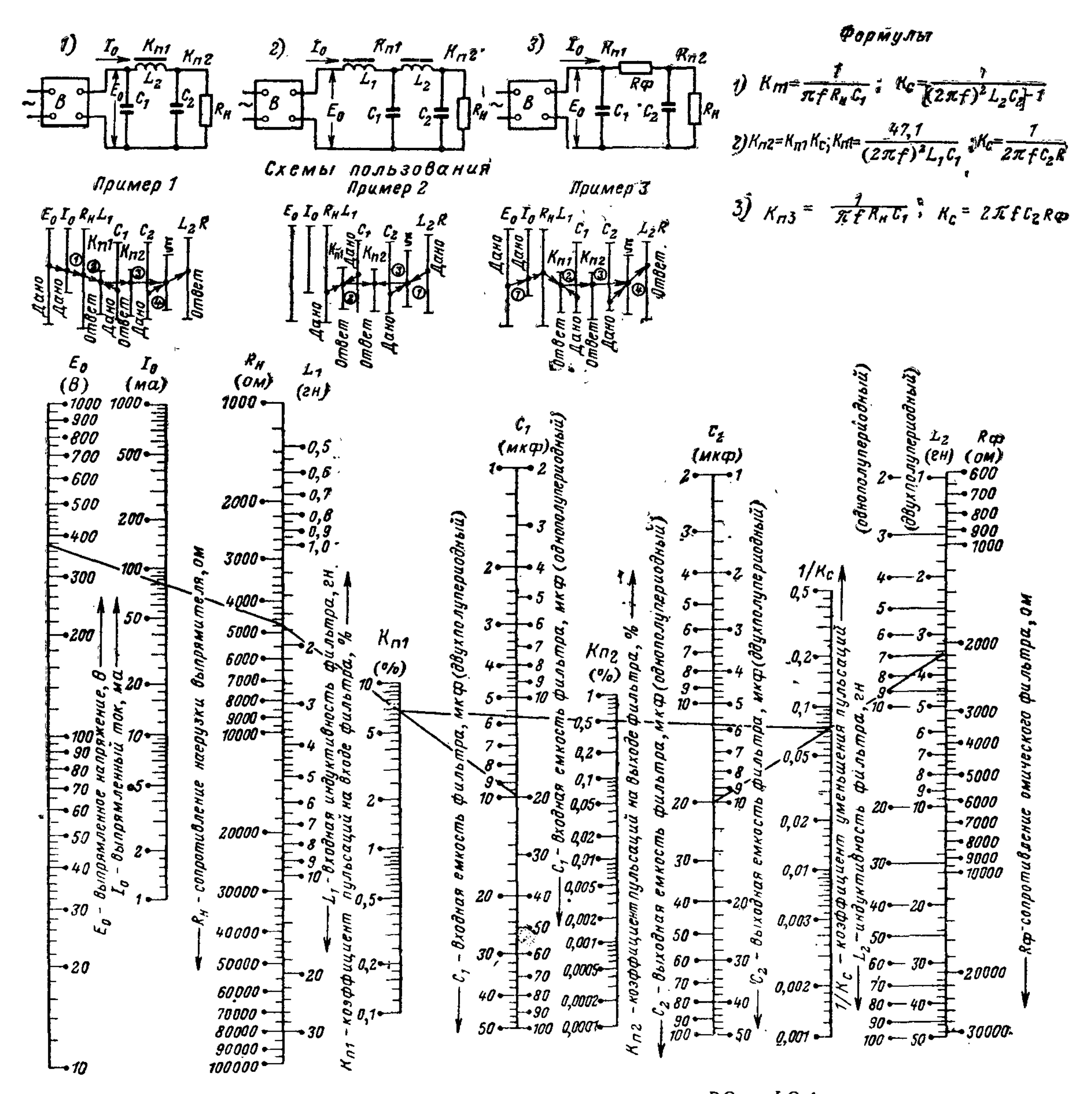


Рис. 4-25. Номограмма для расчета сглаживающих *RC*- и *LC*-фильтров.

стота которой равна частоте сети после однополупериодного выпрямителя или удвоенной частоте сети после двухполупериодного, часто рассматривают коэффициент пульсаций по первой гармонике: $K'_п = U_{п1m}/U_0$. Если сглаживающий фильтр обеспечит достаточное подавление первой гармоники с амплитудой $U_{п1m}$, то высшие гармоники с меньшими амплитудами и более высокими частотами будут ослаблены еще в большей степени.

Коэффициент сглаживания определяется из отношения

$$K_с = K_{п1}/K_{п2},$$

где $K_{п1}$ и $K_{п2}$ — коэффициенты пульсации выпрямленного напряжеиия соответственно на входе и выходе фильтра.

По заданным величинам выпрямленного напряжения и тока определяют в первом (слева) звене номограммы сопротивление нагрузки выпрямителя $R_н$.

Задавшись относительной величиной (коэффициентом) пульсации $K_{п1}$ на входном конденсаторе фильтра C_1, находят емкость этого конденсатора. Если предварительно рассчитывался выпрямитель, то величины $K_{п1}$ и $C_1 = C_0$ известны (см. § 4-1).

Коэффициент пульсации на входном конденсаторе фильтра должен находиться в пределах 5—15%. При $K_{п1} < 5\%$ значительно увеличивается необходимая емкость, а следовательно, и габариты входного конденсатора фильтра C_1. При $K_{п1} > 15\%$ нарушается нормальная работа выпрямителя. Кроме того, электролитические конденсаторы, применяемые в сглаживающих

Таблица 4-4

Предельные значения амплитуды переменной составляющей для электролитических конденсаторов

Тип конденсатора	Группа морозостойкости; диапазон рабочих температур, °С	Номинальное рабочее напряжение $U_{ном}$, *в*	Амплитудные значения напряжения переменной составляющей пульсирующего тока частотой 50 *гц* в процентах от номинального напряжения $U_{пт}/U_{ном}$, % при емкости, *мкф*					
			≤20	>20	>100	≥500	≥2000	≥4000
Конденсаторы электролитические КЭ[1]	ОМ —60 ÷ +60 ПМ —50 ÷ +60	 20—50 150—300 400—450	 25 10 10	 15 8 —	 8 — —	 — — —	 — — —	 — — —
	М —40 ÷ +60	8—50 150—450 500	15 10 10	10 6 —	5 — —	— — —	— — —	— — —
	Н —10 ÷ +60	200—450	—	5	4—5	—	—	—
Конденсаторы электролитические герметизированные цилиндрические ЭГЦ[2]	ОМ —60 ÷ +60	20—50 150—300 400—450	25 10 10	15 8 —	8 — —	— — —	— — —	— — —
	М —40 ÷ +60	6—50 125—200 300—500	15 10 10	10 6 —	5 — —	— — —	— — —	— — —
Конденсаторы электролитические алюминиевые К50-3[2,3]	—40 ÷ +70	6—50 100—450	20 10	10 6	 —	— —	— —	— —
	Б —40 ÷ +70	6—50 100—450	15 10	10 6	6 —	— —	— —	— —
	А —60 ÷ +85	12—50 100—450	25 10	15 8	8 —	— —	— —	— —
Конденсаторы электролитические алюминиевые К50-6[4]	—10 ÷ +70	6 10—15 25 50 100 160	25 25 25 20 10—15 10	25 25 20 15 — —	25 20 20 15 — —	20 20 15 — — —	— 15 10 — — —	— 5 5 — — —
Конденсаторы электролитические алюминиевые К50-7[3]	—10 ÷ +70	160 250 300 350 450	20 20 20 15 10	20 15 10 5	15 10 7	10		
Конденсаторы электролитические малогабаритные ЭМ[4]	Н —10 ÷ +70 М —40 ÷ +70 ОМ —60 ÷ +70	4—150	20	20				
Конденсаторы электролитические миниатюрные ЭМИ	—20 ÷ +50	3	20 (до 2 000 *гц*)					

Тип конденсатора	Группа морозостойкости; диапазон рабочих температур, °С	Номинальное рабочее напряжение $U_{ном}$, *в*	Амплитудные значения напряжения переменной составляющей пульсирующего тока частотой 50 *гц* в процентах от номинального напряжения $U_{пm}/U_{ном}$, % при емкости, *мкф*					
			≤20	>20	>100	≥500	≥2 000	≥4 000
Конденсаторы электролитические танталовые ЭТ, ЭТН[5]	—60 ÷ +100	6—30 60—150	30 20	30 20	30			
Конденсаторы электролитические танталовые объемно-пористые ЭТО[5]	А —60 ÷ +200 Б —60 ÷ +155	6—25 50—90 150—600	 10 10	20 5	10 5	10		
Конденсаторы электролитические танталовые объемно-пористые К52-1[5]	—60 ÷ +85	3—6 15—25 35—100	20 12 8	20 12 8				
Конденсаторы электролитические танталовые объемно-пористые К52-2[3], К52-3[3]	А(I) —60 ÷ +200 Б(II) —60 ÷ +155	6—25 50—90	 15	35	10 5			
Конденсаторы оксидно-полупроводниковые К53-1[5]	—80 ÷ +85	6—30	До 1 *мкф* 40		1—100 *мкф* 20			

[1] На частоте 100 *гц* амплитудное значение переменной составляющей должно быть в 2 раза меньше указанного в таблице.

[2] На частотах выше 50 *гц* (до 1 000 *гц*) допустимая амплитуда переменной составляющей может быть вычислена по формуле

$$U_{пmf} = U_{пm}\sqrt{\frac{50}{f_1}},$$

а для частот свыше 2 000 *гц*

$$U_{пmf} = U_{пm}\frac{50}{f_2}$$

(не рекомендуется применять конденсаторы в цепи пульсирующего тока с частотой свыше 2 500 *гц*).

[3] Данные указаны для температур окружающей среды до 60° С. При температурах свыше 60° С $U_{пm}$ должно быть снижено.

[4] На частотах выше 50 *гц* (до 20 *кгц*) $U_{пm}$ должно снижаться обратно пропорционально частоте.

[5] На частотах выше 50 *гц* (до 10 *кгц*) $U_{пm}$ должно снижаться.

Для конденсаторов всех типов амплитудное значение переменной составляющей не должно превышать напряжения постоянного тока, а их сумма — величины номинального рабочего напряжения конденсатора.

фильтрах, допускают ограниченную величину переменной составляющей (табл. 4-4).

По выбранной величине коэффициента пульсаций на выходе выпрямителя (ориентировочные значения допустимых $K_п$ для различных нагрузок приведены ниже) определяют необходимый коэффициент сглаживания $K_с$, а затем с помощью правого звена номограммы подбирают соответствующую пару значений C_2-$L_ф$ или C_2-$R_ф$. Если индуктивность дросселя $L_ф$ или сопротивление резистора $R_ф$ заданы, определяют необходимую емкость конденсатора C_2.

По тому же, правому, звену номограммы легко прикинуть коэффициент сглаживания $K_с$, получаемый при заданных величинах $L_ф$ (или $R_ф$) и C_2. Удобно также сравнивать сглаживающее действие дросселя и резистора при выборе элементов фильтра.

Допустимое значение коэффициента пульсаций на выходе сглаживающего фильтра определяется, как правило, низкочастотной частью радиоаппарата. Для тех или иных каскадов УНЧ допустимы следующие значения $K_п$ (%):

Для первых каскадов высококачественных УНЧ	0,0001—0,001
Для первых каскадов микрофонных или магнитофонных усилителей .	0,001—0,002
Для предварительных каскадов УНЧ	0,01—0,1
Для однотактных выходных ступеней УНЧ	0,1—0,5
Для двухтактных выходных ступеней УНЧ	0,5—2
Для цепей накала первых каскадов УНЧ	2—10

Если в любом из указанных каскадов используется пентод или тетрод, допустимое значение $K_п$ на экранн-

рующей сетке должно быть улучшено на один порядок.

Пример 1.

Дано: однополупериодный выпрямитель: $K_{п2} \leqslant 0,5\%$; $C_1 = C_2 = 20$ *мкф*; $R_н = 4\,700$ *ом* ($E_0 = 375$ *в*; $I_0 = 80$ *ма*).

Находим: $K_c \approx 13,5$ $L_2 \approx 6,8$ *гн*.

Пример 2.

Дано: двухполупериодный выпрямитель: $L_1 = 10$ *гн*; $L_2 = 8$ *гн*; $C_1 = C_2 = 10$ *мкф*.

Находим: $K_{п1} \approx 1,2\%$; $K_c \approx 32$; $K_{п2} \approx 0,04\%$.

Пример 3.

Дано: двухполупериодный выпрямитель: $K_{п2} \leqslant 0,1\%$; $C_1 = 40$ *мкф*; $C_2 = 20$ *мкф*; $R_н = 5,6$ *ком* ($E_0 = 140$ *в*; $I_0 = 25$ *ма*).

Находим: $K_{п1} \approx 1,42\%$; $K_c \approx 14$; $R_ф \approx 1,1$ *ком*.

4-5. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ

Номограмма на рис. 4-26 предназначена для определении балластного (добавочного) сопротивления газоразрядного и полупроводникового параметрических стабилизаторов.

Газовые стабилизаторы (стабилитроны), широко применявшиеся в радиоаппаратуре на электронных лампах, не могут быть изготовлены на напряжения ниже 75 *в*, неработоспособны при токах нагрузки более 50 *ма*, имеют относительно низкий коэффициент стабилизации (8—20) и недостаточную стабильность во времени.

Кремниевые стабилитроны (табл. 4-5) выпускаются для значительно более широких интервалов рабочих напряжений (3—300 *в*) и токов от единиц миллиампер до 2 *а*, имеют высокую стабильность во времени и малые габариты, т. е. особенно удобны для стабилизации напряжения питания транзисторных схем. Их единственным недостатком является заметная температурная зависимость напряжения стабилизации (ТКН), достигающий у некоторых типов 0,1—0,2% на 1° С. Разработаны прецизионные термокомпенсированные стабилитроны с ТКН порядка ±0,001% на 1° С в широком диапазоне температур (например, Д818Е).

Для расчета балластного сопротивления $R_б$ параметрического стабилизатора предварительно задаются величиной входного (нестабилизированного) напряжения $U_{вх}$:

$$U_{вх} = (1,3 \div 2)\,U_{ст}.$$

Для зажигания газовых стабилитронов необходимо, кроме того, чтобы выполнялось условие

$$U_{вх.мин} > U_{заж}.$$

Если входное напряжение колеблется, что обычно и вызывает необходимость в стабилизации, в формулу для расчета $R_б$ должно быть подставлено значение $U_{вх.мин} = U_{вх}(1 - 0,01\Delta U_{вх.н})$, где $\Delta U_{вх.н}$ — нижний допуск (отклонение) входного напряжения, %.

Если изменяется ток нагрузки, в формулу подставляют величины $I_{н\,макс}$ и $I_{ст.мин}$. Минимальный ток стабилитрона $I_{ст.мин}$ принимают равным 5—7 *ма* для газовых приборов и 3—30 *ма* для полупроводниковых (3—5 *ма* для маломощных КС, 10—30 *ма* для мощных, табл. 4-5).

По номограмме на рис. 4-27 можно определить колебания выходного (стабилизированного) напряжения $\Delta U_{ст}\%$ при данных $R_б$ и $\Delta U_{вх}$ или решить обратную задачу — по данным $\Delta U_{вх}$ и $\Delta U_{ст}$ найти $R_б$.

Как было указано выше, несмотря на достаточно высокий коэффициент стабилизации и малое выходное сопротивление полупроводниковых стабилизаторов, применение КС вызывает трудности, связанные с уходом $U_{ст}$ из-за изменений температуры *p*—*n* перехода стабилитрона. Используя обычные (нетермокомпенсированные) стабилитроны в простейшей схеме стабилизатора, нельзя получить стабильность выходного напряжения выше ±0,1% при колебаниях $U_{вх}$ на ±10%.

Повышения стабильности выходного напряжения при изменениях температуры можно достичь, введя в цепь стабилитрона термокомпенсирующий элемент с равным по величине и противоположным по знаку ТКН. Наиболее удобным является соединение последовательно с КС (рис. 4-28, *а*) двух-трех германиевых или кремниевых диодов (в том числе стабилитронов), включенных в прямом направлении. Кремниевые стабилитроны в качестве стабилизаторов напряжения включаются в обратном направлении и работают в области пробоя.

Термокомпенсирующие диоды должны быть расположены рядом со стабилитроном — на одной плате или, что еще лучше — в металлическом блочке или коробочке, где для стабилитрона и диодов создаются одинаковые температурные условия.

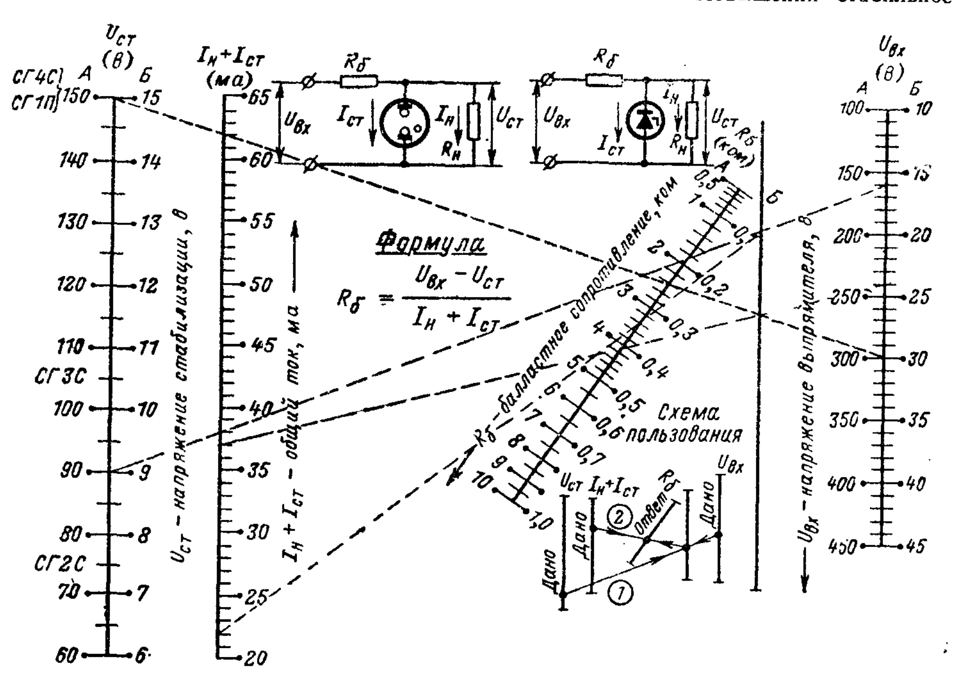


Рис. 4-26. Номограмма для расчета балластного (добавочного) сопротивления параметрического стабилизатора напряжения.

Таблица 4-5

Основные электрические параметры кремниевых стабилитронов

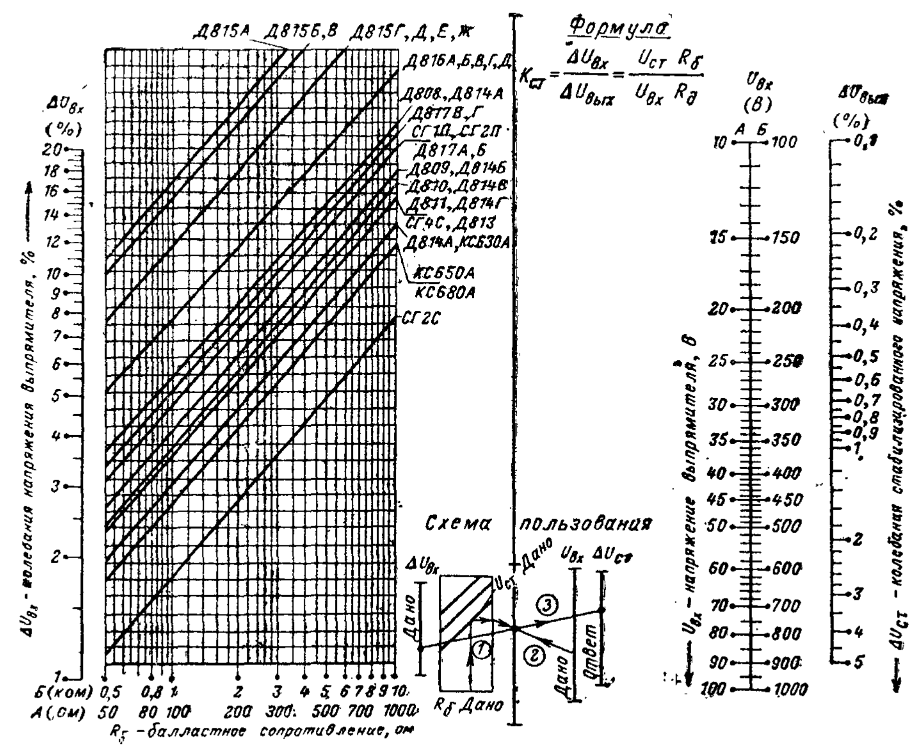
Тип стабилитрона	Напряжение стабилизации $U_{ст}$, *в*	Ток стабилитрона $I_{ст}$, *ма*			Дифференциальное сопротивление стабилитрона $R_д$, *ом*		Максимальная рассеиваемая мощность $P_{макс}$, *вт*	Температурный коэффициент напряжения (ТКН) $\alpha_{ст}$, %/°C	Параметр $U_{ст.ср}/R_{д.ном}$, *ма*
		мин	ном	макс	ном	макс			
КС133А(2С133А)	3—3,7	3	10	81	65	180	0,3	—0,1	51
КС139А(2С139А)	3,5—4,3	3	10	70	60	180	0,3	—0,1	65
КС147А(2С147А)	4,2—5,2	3	10	58	56	160	0,3	—0,08÷ +0,02	84
КС156А(2С156А)	5,0—6,2	3	10	55	46	160	0,3	±0,05	122
КС168А(2С168А)	6,1—7,5	3	10	45	30	160	0,3	±0,06	226
Д808	7—8,5	3	5	33	6	12*	0,28	±0,07	1290
Д814А	7—8,5	3	5	40	6	12*	0,34	±0,07	1290
Д809	8—9,5	3	5	29	10	18*	0,28	±0,08	875
Д814Б	8—9,5	3	5	36	10	18*	0,34	±0,08	875
Д810	9—10,5	3	5	26	12	25*	0,28	±0,09	810
Д814В	9—10,5	3	5	32	12	25*	0,34	±0,09	810
Д811	10—12	3	5	23	15	30*	0,28	±0,095	732
Д814Г	10—12	3	5	29	15	30*	0,34	±0,095	732
Д813	11,5—14	3	5	20	18	35*	0,28	±0,095	710
Д814Д	11,5—14	3	5	24	18	35*	0,34	±0,095	710
Д815И(П)	4,7±0,7	50	1 000	1 400	0,9	20	8	±0,056	5 220
Д815А(П)	5,6±0,84	50	1 000	1 400	0,9	40	8	±0,056	6 210
Д815Б(П)	6,8±1,02	50	1 000	1 150	1,2	30	8	±0,062	5 660
Д815В(П)	8,2±1,23	50	1 000	950	1,5	16	8	±0,088	5 470
Д815Г(П)	10±1,5	25	500	800	2,7	30	8	±0,1	3 700
Д815Д(П)	12±1,8	25	500	650	3	40	8	±0,11	4 000
Д815Е(П)	15±2,25	25	500	550	3,8	50	8	±0,13	3 950
Д815Ж(П)	18±2,7	25	500	450	4,5	60	8	±0,14	4 000
Д816А(П)	22±3,3	10	150	230	10	240	5	±0,15	2 200
Д816Б(П)	27±4,05	10	150	180	12	300	5	±0,15	2 250
Д816В(П)	33±4,95	10	150	150	15	300	5	±0,15	2 200
Д816Г(П)	39±5,85	10	150	130	18	300	5	±0,15	2 170
Д816Д(П)	47±7,05	10	150	110	22	300	5	±0,15	2 140
Д817А(П)	56±8,4	5	50	90	52	400	5	±0,18	1 060
Д817Б(П)	68±10,2	5	50	75	60	400	5	±0,18	1 130
Д817В(П)	82±12,3	5	50	60	67	600	5	±0,18	1 210
Д817Г(П)	100±15	5	50	50	75	800	5	±0,18	1 330
2С920А(П)	120±12	5	50	42	100	500	5	±0,16	1 200
КС620А(П)	120±18	5	50	42	150	1 000	5	±0,2	800
2С930А(П)	130±13	5	50	38	120	800	5	±0,16	1 080
КС630А(П)	130±19,5	5	50	38	180	1 000	5	±0,2	720
2С950А(П)	150±15	2,5	25	33	170	1 200	5	±0,16	880
КС650А(П)	150±22,5	2,5	25	33	255	2 400	5	±0,2	590
2С980А(П)	180±18	2,5	25	28	220	1 500	5	±0,16	820
КС680А(П)	180±27	2,5	25	28	330	3 000	5	±0,2	545
Д818А	9—11,25	3	10	33	25	100	0,3	±0,02	410
Д818Б	6,75—9	3	10	33	25	100	0,3	—0,02	315
Д818В	7,2—10,8	3	10	33	25	100	0,3	±0,01	360
Д818Г	7,65—10,35	3	10	33	25	100	0,3	±0,005	360
Д818Д	9±0,45	3	10	33	25	100	0,3	±0,002	360
Д818Е	9±0,45	3	10	33	25	100	0,3	±0,001	360

* При токе $I_{ст}$=1 *ма* участок характеристики стабилитрона, соответствующий малым токам стабилизации (примерно 1—3 *ма*), является менее стабильным, но пригодным для использования при ограниченной мощности или емкости источника питания.

1. У стабилитронов средней и большой мощности, в маркировке которых имеется добавочный индекс П, с корпусом соединен катод (положительный полюс); стабилитроны тех же марок без индекса П выпускаются с подключением к корпусу анода.

2. У стабилитронов некоторых марок $I_{ном}$ — ток, при котором производится измерение $R_д$, может превышать $I_{макс}$.

3. Стабилитроны средней мощности (5—8 *вт*) должны работать в диапазоне допустимых токов с радиаторами из листового алюминия размером 70×70×2 *мм* или равноценными по площади другой формы. При дополнительном охлаждении (обдув) максимальные токи могут быть увеличены настолько, чтобы температура корпуса стабилитрона не превышала 75—90° С в зависимости от типа.



$$K_{ст}=\frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}}=\frac{U_{ст}}{U_{вх}}\frac{R_б}{R_д}$$

Рис. 4-27. Номограмма для определения коэффициента стабилизации.

Если стабильность выходного напряжения, получаемая от простейшей схемы параметрического стабилизатора, недостаточна, применяют двухкаскадные и мостовые схемы (рис. 4-28, *б* и *в*). Расчет двухкаскадной схемы стабилизатора производится, так же как и однокаскадной, последовательно для каждой ступени, начиная со второй (выходной). Расчет мостовой схемы здесь не рассматривается.

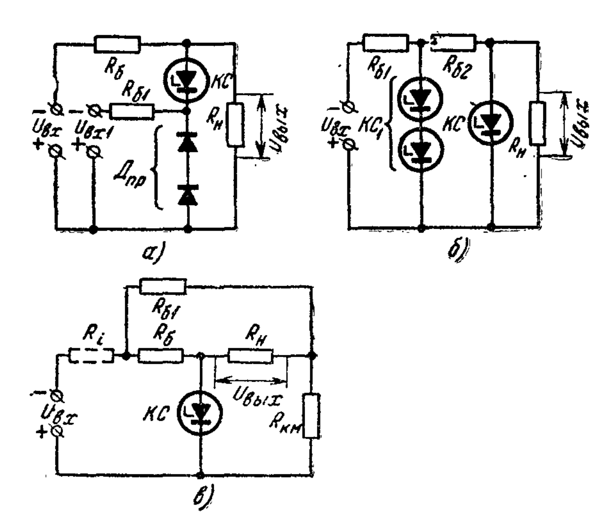


Рис. 4-28. Схемы усложненных параметрических стабилизаторов напряжения.

а — термокомпенсированного; *б* — двухкаскадного; *в* — мостового.

Пример 1.

Дано: $U_{ст}=150$ *в*; $I_н=20$ *ма*; $\Delta U_{вх}=\pm 20\%$; $\Delta U_{ст}\leqslant\pm 1\%$. Выбираем стабилитрон типа СГ1П со следующими параметрами: $U_{ст}=150\pm 5$ *в*; $U_{заж}=175$ *в*; $I_{ст.мин}=6$ *ма*; $I_{ст.макс}=30$ *ма*; задаемся $U_{вх}=2U_{ст}=300$ *в*; $I_{ст}=17$ *ма*.

Находим: по номограмме на рис. 4-26 $R_б\approx 4,1$ *ком*; по номограмме на рис. 4-27 $\Delta U_{ст}\approx\pm 0,8\%$.

Пример 2.

Дано: $U_{ст}=9$ *в*; $I_н=7-12$ *ма*; $\Delta U_{вх.н}=\Delta U_{вх.в}=10\%$; $\Delta U_{ст}=\pm 0,5\%$. Выбираем КС типа Д814Б со следующими параметрами: $U_{ст}=8-9,5$ *в*, $I_{ст.мин}=3$ *ма*; $I_{ст.ном}=5$ *ма*; $I_{ст.макс}=36$ *ма*; $R_д=10$ *ом*; задаемся $U_{вх}=1,8U_{ст}=16,2$ *в*; $I_{ст}=10$ *ма*.

Находим: по номограмме на рис. 4-26 $R_б\approx 330$ *ом*; по номограмме на рис. 4-27 $\Delta U_{ст}\approx\pm 0,35\%$.

Чтобы использовать номограмму на рис. 4-27 для расчета параметров стабилизатора напряжения с отсутствующими на ней или новыми типами стабилитронов, следует найти на сетчатом поле номограммы прямую линию стабилитрона с тем же отношением $U_{ст}/R_д$ и провести по ней расчет $K_{ст}$ или $R_б$.

4-6. ТРАНЗИСТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ

По номограммам этого параграфа можно определить основные параметры транзисторного двухтактного преобразователя низкого постоянного напряжения (3—30 *в*) в переменное или постоянное напряжение заданной величины. Такой преобразователь (рис. 4-29), называемый иногда генератором Роэра, представляет собой двухтактный блокинг-генератор без времязадающей

RC-цепи (длительность импульсов определяется в основном постоянной времени трансформатора τ_L).

При относительно малых мощностях, потребляемых нагрузкой ($P_н \leqslant 100$ *вт*), такой преобразователь с самовозбуждением наиболее целесообразен, несмотря на то, что он заметно подвержен дестабилизирующему

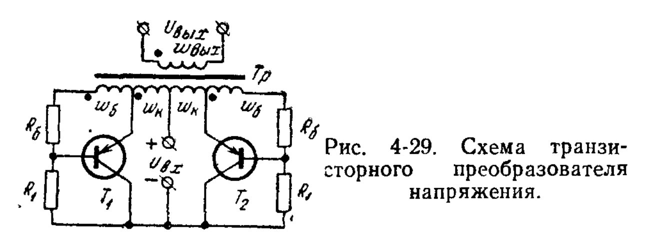


Рис. 4-29. Схема транзисторного преобразователя напряжения.

влиянию изменяющейся нагрузки. Для $P_н > 100$ *вт* применяются, как правило, преобразователи с посторонним возбуждением, т. е. задающим генератором по схеме Роэра (или иного вида) и транзисторным или тиристорным усилителем мощности.

В зависимости от мощности, отдаваемой преобразователем в нагрузку $P_н$, выбирают материал сердечника трансформатора и частоту переключений $f_п$ (табл. 4-6).

Коэффициент полезного действия преобразователя зависит как от мощности нагрузки $P_н$, так и от напряжения питания $E_п$. При малых мощностях ($P_н < 20$ *вт*) и низких напряжениях ($E_п < 6$ *в*) к. п. д. составляет величину порядка 0,5—0,7, повышаясь до 0,9 и более при $E_п > 12$ *в* и $P_н > 100$ *вт*.

При выборе сердечника трансформатора преобразователя руководствуются следующими соображениями. Наиболее эффективными с точки зрения уменьшения габаритов трансформатора являются тороидальные сердечники. Их достоинства — малая индуктивность рассеяния обмоток при равномерном распределении по периметру магнитопровода и хорошие условия охлаждения обмоток (большая поверхность теплоотдачи), недостатки — трудность намотки и плохое охлаждение сердечника. Последняя причина ограничивает применение тороидальных сердечников в преобразователях мощностью более 500 *вт* при частоте 400 *гц* и 1 *квт* при частоте 1 *кгц*.

В преобразователях малой мощности (от единиц до нескольких десятков ватт) целесообразно применение кольцевых ферритовых сердечников (см. табл. 6-3) при повышенной частоте переключений транзисторов (5 *кгц* и более). С повышением частоты переключений значительно снижаются габариты сердечника, но возрастают потери на переключения в транзисторах.

Таблица 4-6

Основные параметры трансформатора преобразователя

Мощность, отдаваемая преобразователем в нагрузку, $P_н$, *вт*	До 20		20—100	Более 100
Материал сердечника трансформатора	Ферриты	Сталь трансформаторная, пермаллой	Сталь трансформаторная	Сталь трансформаторная
Частота переключений $f_п$, *кгц*	5—20	3—5	1—2	0,3—0,5

Используемые в качестве ключей транзисторы (обычно мощные низкочастотные) имеют низкую граничную частоту $f_В$ (см. § 5-3), определяющую их усилительные возможности при включении по схеме с ОЭ или ОК. Из-за низкой частоты $f_В$ время переключения транзисторов может оказаться столь велико, что потери в них резко возрастут и нормальная работа преобразователя нарушится. Для того чтобы потери в транзисторах находились в допустимых пределах, должно соблюдаться условие

$$f_п \leqslant (2 \div 3) f_В .$$

По этой причине использовать преимущества, даваемые ферритовыми сердечниками (малый объем трансформатора и легкость сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения при высокой частоте переключений), можно, только применив в преобразователе высокочастотные транзисторы (табл. 4-7).

Ориентировочный выбор размеров сердечника (Q_cQ_0) производится по номограмме на рис. 4-14, где габаритная мощность (см. стр. 31)

$$P_{габ} = \frac{P_1 + P_2}{2} .$$

Для различных схем выпрямления прямоугольного переменного напряжения, вырабатываемого преобразователем, габаритная мощность трансформатора $P_{габ}$ составляет (с учетом потерь в обмотке обратной связи):

Однополупериодная схема . . (3,0÷3,2) P_0
Двухполупериодная схема со средней точкой . . . . . . (1,45÷1,5) P_0
Мостовая схема и схема удвоения . . . . (1,25÷1,3) P_0

Так как номограмма на рис. 4-14 построена только для одной частоты $f = 50$ *гц*, величину Q_cQ_0, найденную по номограмме, следует уменьшить во столько раз, во сколько выбранная частота переключения $f_п$, взятая в герцах, больше 50.

Расчет числа витков коллекторной обмотки трансформатора производится по номограмме на рис. 4-30. При напряжениях питания свыше 20 *в* можно принять $U_{вх} \approx E_п$; при $E_п < 20$ *в* следует учесть падение части напряжения источника на насыщенном транзисторе $U_{кэ.н}$ и омическом сопротивлении коллекторной обмотки трансформатора r_1:

$$U_{вх} = E_п - U_{к.э.н} - I_{к.ср} r_1 .$$

В табл. 4-7 приведены максимально допустимый ток коллектора $I_{к.макс}$ и падение напряжения на насыщенном транзисторе $U_{к.э.н}$ для некоторых наиболее распространенных типов транзисторов, рекомендуемых к применению в преобразователях.

Правильный выбор величины максимальной магнитной индукции B_m в сердечнике трансформатора преобразователя довольно сложен.

У материалов с прямоугольной петлей гистерезиса (рис. 4-31), дающих в преобразователях наилучшие результаты, принимают $B_m \approx B_s$, где B_s — индукция насыщения.

Для материалов, не имеющих прямоугольной петли гистерезиса, если известна индукция насыщения B_s, можно принять

$$B_m = (0,6 \div 0,8) B_s .$$

Примерные значения B_m для разных ферромагнитных материалов приведены в табл. 4-8.

Для более точного определения величины B_m рекомендуется собрать простейший маломощный преобразователь (см. рис. 4-29) с коллекторной и базовой об-

Основные данные транзисторов, работающих в импульсных схемах

Тип транзистора	Максимальный ток коллектора в режиме переключения $I_{к.п.макс}$, *а*	Максимальные напряжения		Максимальная мощность, рассеиваемая транзистором $P_{макс}$, *вт*		Коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ Вст	Граничная частота усиления по току в схеме с ОБ f_α, *Мгц*	Предельная частота усиления по току в схеме с ОЭ f_T, *Мгц*	Напряжение насыщения коллектор—эмиттер (наибольшее значение)	
		коллектор—эмиттер $U_{кэ.макс}$, *в*	эмиттер—база $U_{эб.макс}$, *в*	без теплоотвода	с радиатором				$U_{кэ.н}$,	при токе $I_к$, *а*
П42, МП42, *p-n-p*	0,15	—15	—15	0,2	—	20—35	1	—	0,15	0,15
МП42Б, *p-n-p*	0,15	—15	—15	0,2	—	45—100	2	—	0,2	0,15
ГТ321А, *p-n-p*	0,2; 2*	—50	— 4	0,16	—	20—60	—	60	2,5	0,7*
ГТ320А, *p-n-p*	0,3	—20	— 3	0,2	—	20—80	—	80	2,0	0,2
КТ604А, *n-p-n*	0,2	250	5	0,8	3	10—40	—	50	—	—
КТ605Б, *n-p-n*	0,2	250	5	0,4	—	20—30	—	80	—	—
МП16Б, *p-n-p*	0,3	—15	—15	0,2	—	45—100	2	—	0,15	0,15
МП20, *p-n-p*	0,3	—30	—30	0,15	—	50—150	1	—	0,3	0,3
МП25, *p-n-p*	0,3	—40	—40	0,2	—	13—25	0,2	—	0,25	0,1
МП26, *p-n-p*	0,3	—70	—70	0,2	—	13—25	0,2	—	0,25	0,1
МП25Б, *p-n-p*	0,4	—40	—40	0,2	—	30—80	0,5	—	0,25	0,1
МП26Б, *p-n-p*	0,4	—70	—70	0,2	—	30—80	0,5	—	0,25	0,1
П302, *p-n-p*	0,5**	—35	—	1	7	⩾10	0,2	—	—	—
П303, *p-n-p*	0,5**	—60	—	1	10	⩾6	0,1	—	$r_{нас} \leqslant 20$ *ом*	
П304, *p-n-p*	0,5**	—80	—	1	10	⩾5	0,05	—	—	—
П306, *p-n-p*	0,4**	—60	—	1	10	7—25	0,05	—	$r_{нас} \leqslant 20$ *ом*	
КТ602А, *n-p-n*	0,5*	100	5	0,85	2,8	20—80	—	150	3	0,05
КТ603А, *n-p-n*	0,6*	30	3	0,5	—	10—80	—	200	1	0,15
П607, *p-n-p*	0,6	—25	—1,5	1,5	—	20—80	—	60	2	0,2
П608А, *p-n-p*	0,6	—25	—1,5	1,5	—	80—240	—	90	2	0,2
П609Б, *p-n-p*	0,6	—40	—1,5	1,5	—	80—240	—	120	2	0,2
П701, *n-p-n*	1	40	2	1	10	10—40	—	12,5	7	0,5
П701А, *n-p-n*	1	60	2	1	10	15—60	—	12,5	7	0,5
ГТ403А, *p-n-p*	1,25***	—30	—20	0,6	4	20—60	$f_в$=8 *кгц*	—	0,5	0,5
ГТ403И, *p-n-p*	1,25***	—60	—20	0,6	4	50—150	$f_в$=8 *кгц*	—	0,5	0,5
П601И, *p-n-p*	1,5	—25	—0,7	0,5	3	⩾20	—	20	2	0,5
П602АИ, *p-n-p*	1,5	—25	—0,7	0,5	3	80—200	—	30	2	0,5
П605, *p-n-p*	1,5	—45	—1	0,5	3	20—60	—	—	2	0,5
П606А, *p-n-p*	1,5	—35	—0,5	0,5	3	50—120	—	30	2	0,5
П201Э, *p-n-p*	1,5**	—30	—	1	10	⩾20	0,1	—	2,5	1
П202Э, *p-n-p*	2**	—55	—	1	10	⩾20	0,1	—	2,5	1
П203Э, *p-n-p*	2**	—55	—	1	10	⩾20	0,2	—	2,5	1
П702, *n-p-n*	2**	60	3	4	40	⩾25	—	4	2,5	1
П702А, *n-p-n*	2**	60	3	4	40	⩾10	—	4	4,0	1
КТ801А, *n-p-n*	2**	80	2,5	—	5	13—50	—	10	2	1
КТ802А, *n-p-n*	5***	130	3	3	50	⩾15	—	10	5	5
КТ902А, *n-p-n*	5**	110*	5	—	30	⩾15	—	35	2	2
КТ903А, *n-p-n*	5*	80*	4	—	30	15—70	—	20	2	2
П4АЭ, МП4А, *p-n-p*	5**	—50	—50	2	20	⩾5	0,15	—	—	—
П4БЭ, МП4Б, *p-n-p*	5**	—60	—60	3	25	15—40	0,15	—	0,5	2
П213, *p-n-p*	5**	—40	—15	—	11,5	20—50	0,15	—	0,5	3
П201АМ, П213Б, *p-n-p*	5**	—30	—10	—	10	⩾40	0,15	—	2,5	2
П214, *p-n-p*	5**	—55	—10	—	10	20—60	0,15	—	0,9	2
П216, *p-n-p*	7,5**	—40	—15	—	30	⩾18	0,1	—	0,75	4
П217, *p-n-p*	7,5**	—60	—15	—	30	⩾15	0,1	—	1	4
П217В, П4БМ, *p-n-p*	7,5**	—60	—15	—	24	15—40	0,1	—	0,5	2
КТ805А, *n-p-n*	8*	160*	5; 8*	3	30	⩾15	—	20	2,5	5

Техническая Библиотека Володина В. Я.

Тип транзистора	Максимальный ток коллектора в режиме переключения $I_{к.п.макс}$, *а*	Максимальные напряжения		Максимальная мощность, рассеиваемая транзистором $P_{макс}$, *вт*		Коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ Вст	Граничная частота усиления по току в схеме с ОБ f_α, *Мгц*	Предельная частота усиления по току в схеме с ОЭ f_T, *Мгц*	Напряжение насыщения коллектор—эмиттер (наибольшее значение)	
		коллектор—эмиттер $U_{кэ.макс}$, *в*	эмиттер—база $U_{эб.макс}$, *в*	без теплоотвода	с радиатором				$U_{кэ.н}$, *в*	при токе $I_к$, *а*
П210Ш *p-n-p*	9	—64	—25	1,5	45	⩾10	0,1	—	2,5	5
КТ803А, *n-p-n*	10	80*	4	—	60	10—70	—	20	1,75	5
ГТ804А, *p-n-p*	10***	—100	—2	1,2	15	20—150	—	10	0,4	10
ГТ804Б, *p-n-p*	10***	—140	—2	1,2	15	20—150	—	10	0,5	10
ГТ701А[1], *p-n-p*	12	—100*	—15	—	50	⩾10	0,05	—	—	—
П209[2], *p-n-p*	12	—45	—10	1,5	60	⩾15	0,1	—	—	—
П210А, *p-n-p*	12***	—65	—25	1,5	45	⩾15	0,1	—	2,5	5
П207[2], *p-n-p*	25	—40	—20	4	100	⩾15	—	—	1	10
П208А[2], *p-n-p*	25	—60	—	4	100	⩾15	—	—	0,6	10

* При импульсной работе.
** Постоянный ток коллектора в режиме усиления.
*** Постоянный ток коллектора в режиме усиления с теплоотводом.
[1] Напряжение питания в схеме преобразователя для двухтактной схемы не более 30 *в*, для однотактной схемы не более 55 *в*.
[2] Приборы, снятые с производства.

Примечание. Максимально допустимая температура коллекторного перехода составляет для германиевых транзисторов от +70 до +100° С, для кремниевых от +120 до +150° С.

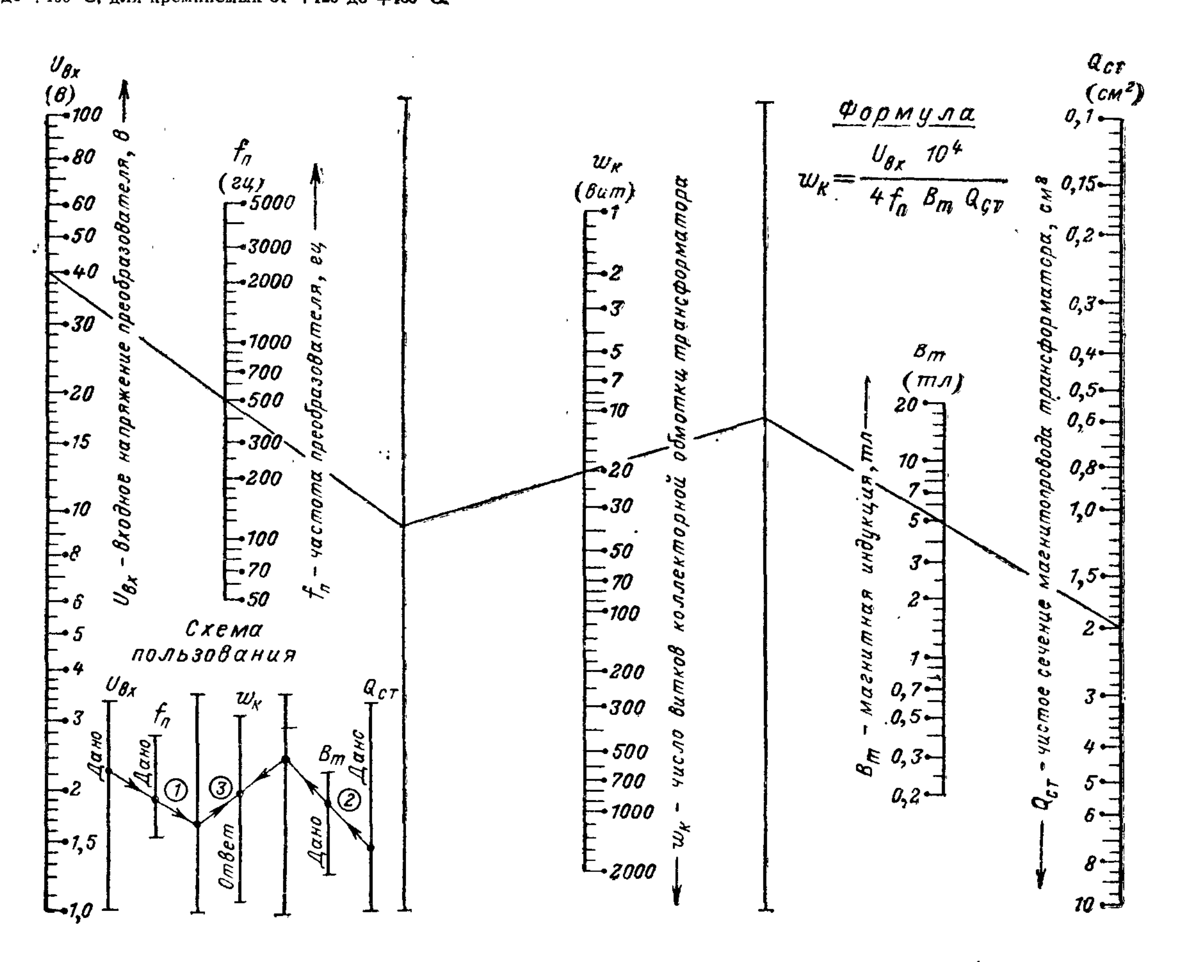


Рис. 4-30. Номограмма, связывающая основные параметры трансформатора преобразователя.

Таблица 4-8

Свойства некоторых магнитных материалов с ППГ

Группа	Марка сплава	Толщина ленты $t_л$, *мм*	Коэрцитивная сила H_c, *а/м*	Индукция насыщения, B_s, *тл*	Коэффициент прямоугольности $k_п$	Удельное электросопротивление ρ, *ом·м*	Рекомендуемые рабочие частоты $f_п$, *кгц*	Начальная магнитная проницаемость $\mu_н$
Железокремниевые сплавы (электротехнические стали)	Э47	0,35	—	1,9	—	0,57	0,05—0,5	500
	Э310	0,35	—	2,0	—	0,50	0,05—0,5	500
	Э380	0,35	—	2,0	—	0,50	0,05—0,5	500
	ЭСТА	0,35	8,0	2,0	—	0,50	0,05—0,5	500
Железоникелевые, железокобальтовые и железоалюминиевые сплавы (пермаллои, пермендюры)	79НМ	0,2	2,4	0,75—0,85	—	0,55	До 0,5	25 000
		0,1	3,2	0,75—0,85	—	0,55	1—2	20 000
		0,05	4,0	0,75—0,85	—	0,55	2—10	20 000
		0,02	4,8	0,75—0,85	—	0,55	10—20	12 500
	65НП	0,05	9,0	1,35	0,9—0,98	0,38	—	400
		0,02	18,0	1,35	0,9—0,98	0,38	—	400
	50НП	0,5	18,0	1,55	0,92	0,45	До 0,5	900—2 000
		0,2	32,0	1,55	0,90	0,45	0,5—1	—
		0,1	38,0	1,55	0,97	0,45	1—2	—
		0,05	53,0	1,55	0,98	0,45	2—6	—
		0,02					6—10	—
	68НМП	0,2	3,0	1,30	0,95—0,99	0,30	До 0,5	—
		0,1	3,0	1,30	0,95—0,99	0,30	0,5—1	—
	50КФА	0,2	50,0	2,35	—	0,34	—	700
	37НКДП	0,2	4,0	1,6	0,96—0,99	0,30	—	—
	34НКМП	0,35	5,0	1,5	0,86—0,96	0,52	До 0,5	—
		0,1	7,0	1,5	0,86—0,96	0,52	1—2	—
		0,05	14,0	1,5	0,86—0,96	0,52	2—8	—
		0,02	24,0	1,5	0,86—0,96	0,52	10—20	—
	Ю16	0,2	4,0	0,85		1,45		—
Ферриты	0,16ВТ		12,0	0,2	0,92	$5\cdot10^4$	1,1—1,4*	—
	0,25ВТ		16,0	0,21	0,96	$2\cdot10^5$	0,55—0,85*	—
	0,4ВТ		42,0	0,11	0,97	$2\cdot10^4$	1,1*	—
	1,3ВТ		100	0,25	0,92	$2,5\cdot10^4$	1,0*	—
	4ВТ		300	0,19	0,86	$5\cdot10^6$	0,3*	—

* Время переключения, *мк сек.*

мотками, состоящими из нескольких витков, намотанных на выбранный сердечник, и измерить частоту переключений $f_п$.

По номограмме на рис. 4-30, зная $E_п$, $f_п$, $w_к$ и $Q_{ст}$, легко определить значение B_m.

Число витков базовой обмотки (обмотки обратной связи) и выходной (вторичной) обмотки определяют по номограмме на рис. 4-32. Коэффициент 1,1 в формуле, по которой построена эта номограмма, учитывает потери в транзисторах.

Намотка трансформатора преобразователя должна производиться в следующем порядке: а) коллекторная обмотка $w_к$ (наматывается в два провода для получения хорошей симметрии плеч схемы); б) базовая обмотка $w_б$ (также наматывается в два провода); в) выходная обмотка $w_{вых}$.

Все обмотки должны быть равномерно распределены по периметру кольца в тороидальном трансформаторе, что дает малую индуктивность рассеяния и позволяет улучшить форму импульса тока.

Пример. Расчет двухтактного самовозбуждающегося преобразователя.

Дано: $E_п=12$ *в*; $U_0=150$ *в*; $I_0=0{,}1$ *а*; нагрузка активная.

Находим:

1. $P_н \approx P_0=15$ *вт*; $I'_к=P_н/E_п\approx1{,}25$ *а*; с учетом к. п. д. ($\eta=0{,}8$) $I_к\approx1{,}5$ *а*.

2. По табл. 4-6 и 4-8 выбираем $f_п=2$ *кгц*; материал сердечника — пермаллой 50НП; $t_л=0{,}1$ *мм*; $B_m=1{,}5$ *тл*.

3. Для мостовой схемы выпрямления $P_{габ}\approx20$ *ва*; по графикам на рис. 4-13 задаемся $J\approx8{,}5$ *а/мм²*; $k_м\approx0{,}2$.

4. По номограмме на рис. 4-14 $Q_0Q_c \approx 20$ *см*⁴ (для $f=50$ *гц*); $Q_0Q_c = 20 \cdot \frac{50}{2000} \approx 0{,}5$ *см*⁴ (для $f_п = 2\,000$ *гц*).

5. Выбираем малогабаритный тороидальный магнитопровод типа ОЛ 16/26—6,5 ($D=26$ *мм*; $d=16$ *мм*; $h=6{,}5$ *мм*); $Q_0=2$ *см*²; $Q_c=0{,}32$ *см*²; $Q_{ст} \approx 0{,}25$ *см*².

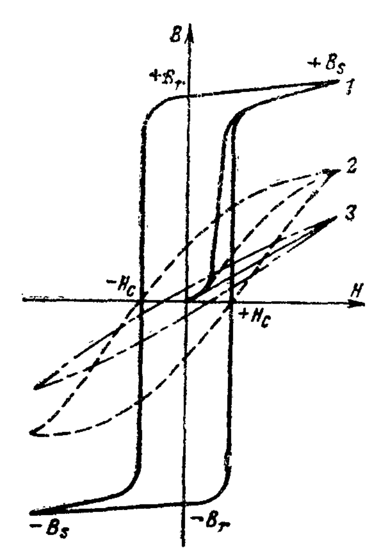


Рис. 4-31. Петли гистерезиса различных ферромагнитных материалов.

1 — пермаллоевых сплавов с ППГ (79НМ, 50НП); *2* — электротехнических сталей (Э306—Э380); *3* — ферритов.

6. Из табл. 4-7 выбираем низкочастотный транзистор средней мощности П213 (П201), имеющий следующие данные: $I_{к.макс} \leqslant 5$ *а*; $U_{кэ.н} \leqslant 0{,}5$ *в*; $f_B \approx f_\alpha / B_{ст.ср} \approx 5$ *кгц*.

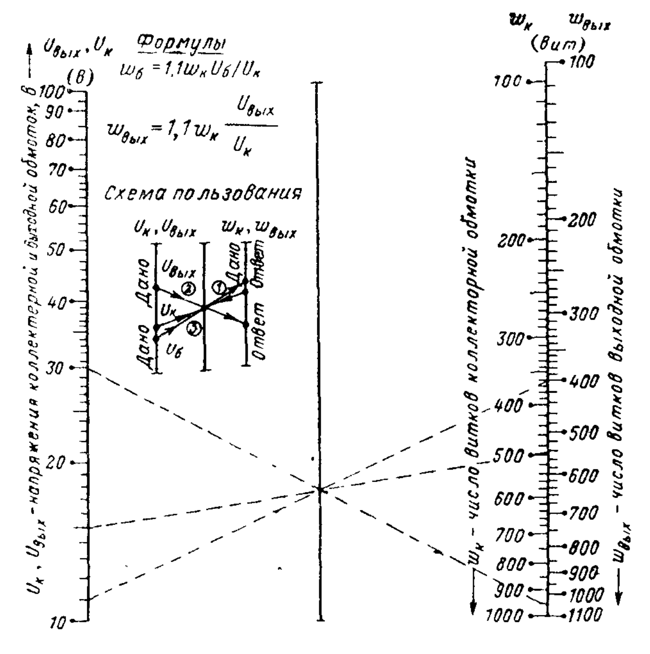


Рис. 4-32. Номограмма для определения чисел витков базовой и выходной обмоток трансформатора преобразователя (w_0 определяется так же, как и $w_{вых}$).

7. По номограмме на рис. 4-30 для $U_{вх} = 12 - 0{,}5 - 1{,}5 \cdot 0{,}05 \approx 11$ *в* определяем число витков половины коллекторной обмотки: $w_к \approx 36$ витков.

8. По номограмме на рис. 4-32 для $U_{вых} = U_0 = 150$ *в* и $U_к \approx U_{вх} = 11$ *в*, увеличив в 10 раз $w_к$ и уменьшив в 10 раз $U_{вых}$, получим $w_{вых}$ 540 витков; задавшись $U_б = 3$ *в*, найдем, что $w_б \approx 11$ витков.

ГЛАВА ПЯТАЯ

РАДИОЛАМПЫ И ТРАНЗИСТОРЫ, ЭЛЕМЕНТЫ И ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

5-1. СТАТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Номограмма на рис. 5-1, *а* дает возможность быстро пересчитать статические параметры транзистора, данные для схемы с общей базой (ОБ), в параметры для схемы с общим эмиттером (ОЭ).

Номограмма предназначена для пересчета наиболее употребительных малосигнальных «гибридных» или h-параметров. Необходимость в таком пересчете возникает не только при использовании старых типов транзисторов (для новых выпускаемых приборов, как правило, приводятся $h_э$-параметры в схеме с ОЭ), но и при многих расчетах усилителей, генераторов, каскодных и других схем соединения транзисторов. Взаимосвязь $h_б$- и $h_э$-параметров (в схемах с ОБ и ОЭ) выражается следующими приближенными формулами:

а) статическое входное сопротивление (при короткозамкнутом выходе)

$$h_{11э} = \frac{h_{11б}}{1 + h_{21б}}; \qquad (1)$$

б) статический коэффициент усиления по току (при короткозамкнутом выходе)

$$h_{21э} \approx \frac{h_{21б}}{1 + h_{21б}}; \qquad (2)$$

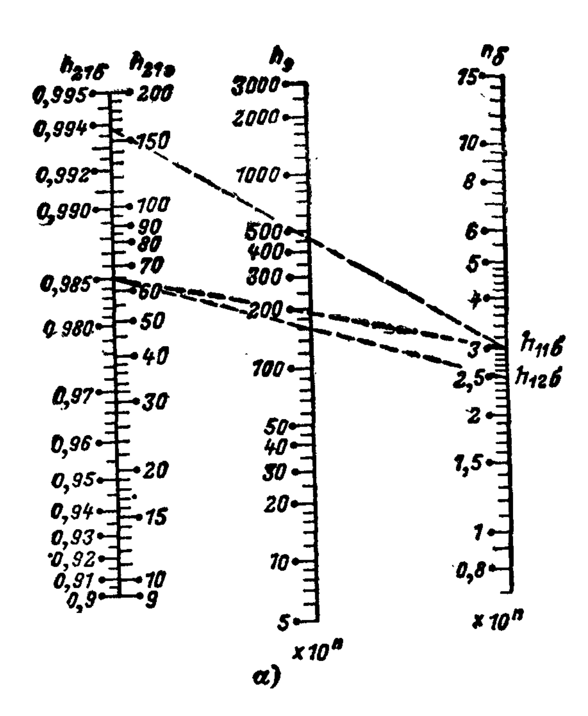
в) статический коэффициент обратной связи по напряжению (при разомкнутом входе)

$$h_{12э} \approx \frac{h_{11б}\, h_{22б}}{1 + h_{21б}} - h_{12б}; \qquad (3)$$

г) статическая выходная проводимость (при разомкнутом входе)

$$h_{22э} \approx \frac{h_{22б}}{1 + h_{21б}}. \qquad (4)$$

Для того чтобы получить режим короткого замыкания по переменному току на входе или выходе тран-



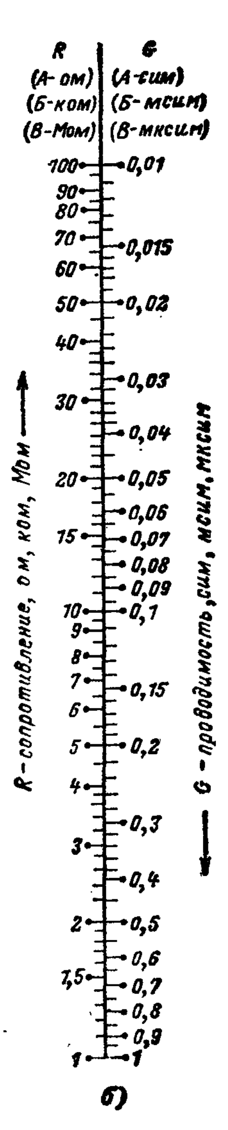


Рис. 5-1. Номограммы.

а — для пересчета статических параметров транзисторов; *б* — для взаимного пересчета сопротивлений и проводимостей.

зистора, не нарушая его режима по постоянному току, достаточно зашунтировать конденсатором большой емкости участок база — эмиттер или коллектор — эмиттер (коллектор — база).

Создание режима холостого хода во входной цепи осуществляется питанием базы через резистор с большим сопротивлением.

Для упрощения формул предполагалось, что $h_{12б} \ll 1$ и $h_{11б}h_{22б} \ll 1$. При этом погрешность составляет не более 1% по сравнению с результатом, полученным по точной формуле.

Два h-параметра, входящих в формулы, широко известны под другими обозначениями: $h_{21б}=\alpha$ — коэффициент усиления по току в схеме с ОБ; $h_{21э}=В$ — коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ (старое обозначение β). Для взаимного пересчета этих двух параметров пригодна номограмма со сдвоенными шкалами — левая ось на рис. 5-1 *а*. Так как в каждом из выражений $h_э$ параметров имеется дробь $\frac{1}{1+h_{21б}} \approx h_{21э} = В$ (следует помнить, что $h_{21б}$ — отрицательная величина), можно найти $h_{11э}$ и $h_{22э}$, умножив величину В на $h_{11б}$ и $h_{22б}$ соответственно [см. формулы (5-1) и (5-4)].

По номограмме на рис. 5-1, *а* производят поочередное умножение $В=h_{21э}$ на $h_б$-параметры, которые откладывают по правой оси. Результат ($h_э$-параметры) получают на средней оси. Порядок величины $h_э$ (множитель 10^n) определяют по правилам, изложенным в § 1-1.

Для нахождения $h_{12э}$ полученную на шкале $h_э$ величину $h_{22э}$ переносят на шкалу $h_{21э}$ (левая ось) и еще раз осуществляют умножение на $h_{11б}$ [см. формулу (5-3)]. Результат C представляет собой дробь: $C = \frac{h_{11б}\, h_{22б}}{1+h_{21б}}$, из которой, чтобы получить $h_{12э}$, следует вычесть величину $h_{12б}$, т. е.

$$h_{12э} = C - h_{12б}.$$

Пример 1.

Дано: транзистор МП41А, имеющий следующие справочные параметры (средние значения): $h_{11б}=30$ *ом*; $h_{12б}=2{,}5\cdot10^{-3}$; $h_{21б}=0{,}985$; $h_{22б}=2\cdot10^{-6}$ *сим*.

Находим: $h_{21э}\approx 65$. Проведя из точки $h_{21э}=65$ два луча в точки $h_{б1}=30$ и $h_{б2}=2{,}5$, получим на шкале $h_э$ значения: $h_{11э}\approx 2\,000$ *ом*; $h_{22э}\approx 160\cdot10^{-6}$ *сим* $=160$ *мксим*. Перенеся значение $h_{22э}$ на левую ось и умножив его на $h_{11б}$, получим: $C \approx 4\,800\cdot10^{-6} = 4{,}8\cdot10^{-3}$; $h_{21э} \approx 4{,}8 \times 10^{-3} - 2{,}5\cdot10^{-3} = 2{,}3\cdot10^{-3}$.

Таким же образом могут быть найдены в случае необходимости параметры транзистора в схеме с общим коллектором (ОК):

$$h_{11к} \approx \frac{h_{11б}}{1+h_{21б}}; \quad h_{12к} \approx 1 - \frac{h_{11б}\, h_{22б}}{1+h_{21б}} + h_{12б} \approx 1;$$

$$h_{21к} \approx -\frac{1}{1+h_{21б}}; \quad h_{22к} = \frac{h_{22б}}{1+h_{21б}}.$$

Кроме гибридных h-параметров, нередко употребляются в расчетах, в особенности для высокочастотных устройств, y-параметры, которые представляют собой комплексные (полные) проводимости транзисторов. Активные составляющие этих параметров обозначают буквой g (низкочастотные значения G).

Так, например, входная проводимость транзистора G_{11} — величина, обратная входному сопротивлению, — на низких частотах (при короткозамкнутом выходе) равна

$$G_{11э} = \frac{1-h_{21б}}{h_{11б}}$$

Проводимость прямой передачи, т. е. крутизна транзистора S_0 (низкочастотное значение), равна

$$G_{21э} = S_0 = G_{11}h_{21э}.$$

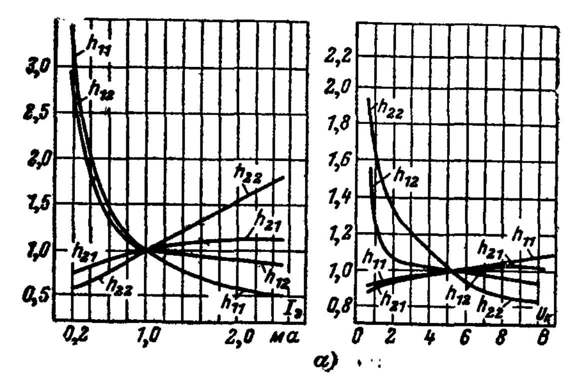
Номограмма на рис. 5-1, *б* предназначена для перевода проводимостей в сопротивления и обратно.

Пример 2.

Дано: $h_{21э}=160$ *мксим*. Находим: $R_{22э}=6{,}5$ *ком* (статическое выходное сопротивление при короткозамкнутом входе).

Пример 3.

Дано: $G_{11э}=1\,220$ *мксим*. Находим: $R_{11э}=820$ *ом* (активная низкочастотная составляющая входного сопротивления транзистора).



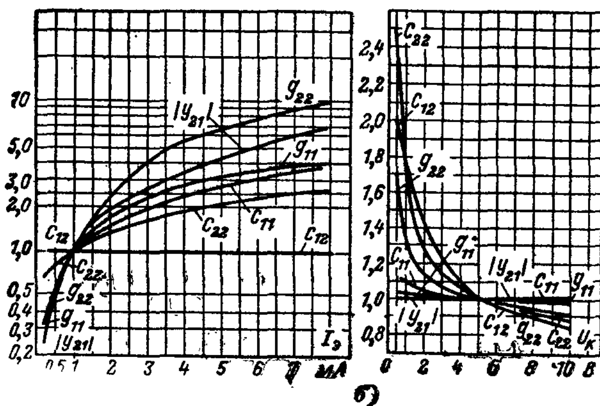


Рис. 5-2. Зависимости параметров транзисторов от электрического режима

а — h-параметры; *б* — y-параметры.

Как h-, так и y-параметры зависят, кроме схемы включения транзистора, от его электрического режима. На рис. 5-2 приведены нормализованные зависимости h- и y-параметров (любой схемы включения) от тока эмиттера и коллекторного напряжения. Зависимости на этих графиках показывают, во сколько раз изменяются соответствующие параметры относительно своих значений при величинах тока и напряжения, принятых за нормальные (типовые или рекомендуемые). Для маломощных транзисторов такими величинами являются $I_к \approx I_э = 1$ *ма* и $U_к = 5$ *в*.

Пример 4.

Дано: h-параметры транзистора МП41А в нормальном режиме (см. пример 1). Находим: при $I_э=2$ *ма* $h'_{11э} \approx 0{,}6 \cdot 2\,000 = 1{,}2$ *ком*; $h'_{12э} \approx 0{,}9 \cdot 2{,}3 \cdot 10^{-3} \approx 2 \cdot 10^{-3}$; $h'_{21э} \approx 1{,}1 \cdot 65 = 70$; $h'_{22э} \approx 1{,}5 \cdot 0{,}16 \approx 0{,}24$ *мсим*.

5-2. ДИНАМИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

По номограммам (семействам характеристик) на рис. 5-3, 5-4 и 5-5 можно определить динамические параметры некоторых типов транзисторов в схеме с общим эмиттером.

В отличие от статических параметров, соответствующих приращениям токов и напряжений в цепях транзистора при отсутствии сопротивления нагрузки (короткозамкнутый выход) и сопротивления источника сигнала (разомкнутый вход), динамические параметры отвечают реальным условиям работы транзистора в усилительном каскаде.

Несмотря на то, что динамические параметры каскада однозначно связаны со статическими, включение нагрузки и наличие внутреннего сопротивления источника сигнала значительно усложняют расчетные формулы. По этой причине удобно пользоваться для практических расчетов экспериментально снятыми зависимостями.

К динамическим параметрам транзисторного усилительного каскада относятся входное сопротивление $R_{вх}$, выходное сопротивление $R_{вых}$, коэффициент усиления по току K_i, коэффициент усиления по напряжению K_u и коэффициент усиления по мощности K_p.

При постоянном сопротивлении нагрузки ($R_н = \mathrm{const}$) число независимых параметров уменьшается до двух ($R_{вх}$, K_i), так как остальные легко вычислить по формулам:

$$K_u = K_i \frac{R_н}{R_{вх}}; \quad K_p = K_i K_u = K_i^2 \frac{R_н}{R_{вх}}.$$

Однако коэффициент усиления каскада по напряжению K_u представляет для радиолюбителей наибольший интерес, и поэтому приводятся его зависимости.

Все характеристики даны как функции коллекторного тока $I_к$ при постоянном напряжении коллектора $U_к=5$ *в*. Зависимость параметров транзисторов от $U_к$, как правило, относительно невелика.

Хотя приводимые характеристики получены как усредненные для конкретных типов транзисторов, ими можно пользоваться и для других аналогичных или близких им типов. Например, по номограммам на рис. 5-3, *а*, *б* и *в*, построенным для транзисторов типа П13, можно определять динамические параметры маломощных сплавных германиевых транзисторов с низкими коэффициентами усиления B=15—40, а по характеристикам на рис. 5-3, *г*, снятым для транзисторов типа П13А, находить параметры низкочастотных транзисторов с B=50—100.

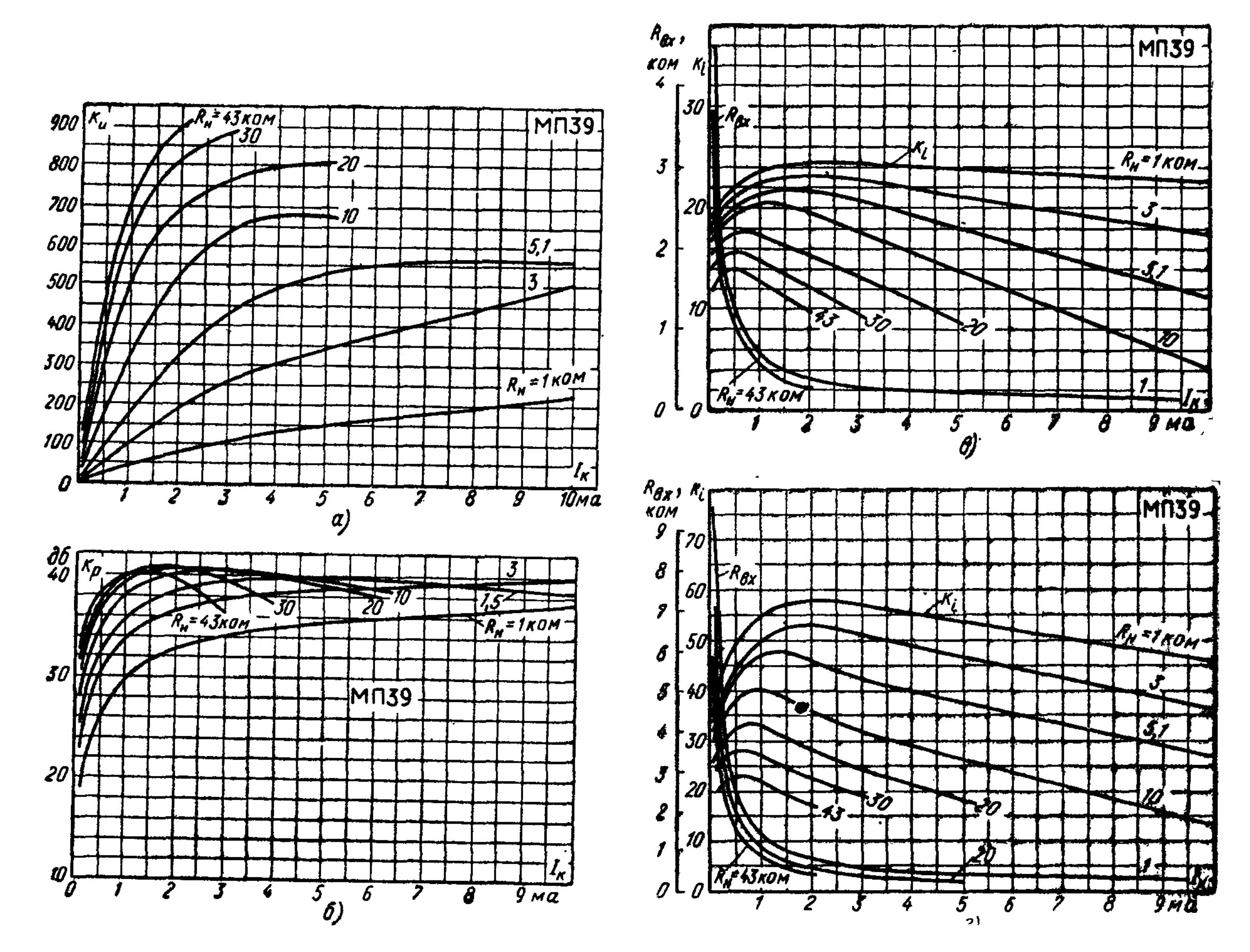


Рис. 5-3. Номограммы для определения динамических параметров низкочастотных маломощных германиевых транзисторов МП39 и МП39А

а — коэффициента усиления по напряжению (МП39); *б* — коэффициента усиления по току и входного сопротивления (МП39); *в* — коэффициента усиления по мощности (МП39); *г* — коэффициента усиления по току и входного сопротивления (МП39А).

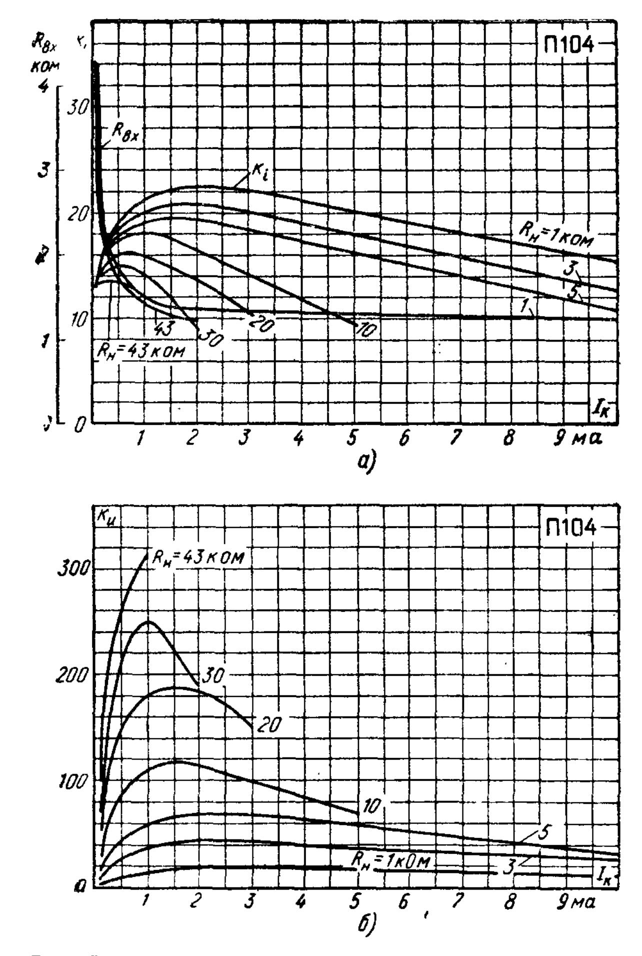
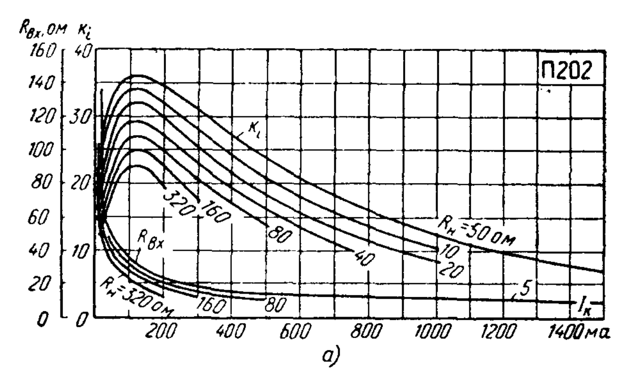


Рис. 5-4. Номограммы для определения динамических параметров низкочастотных маломощных кремниевых транзисторов П104

а — коэффициента усиления по току и входного сопротивления; *б* — коэффициента усиления по напряжению.



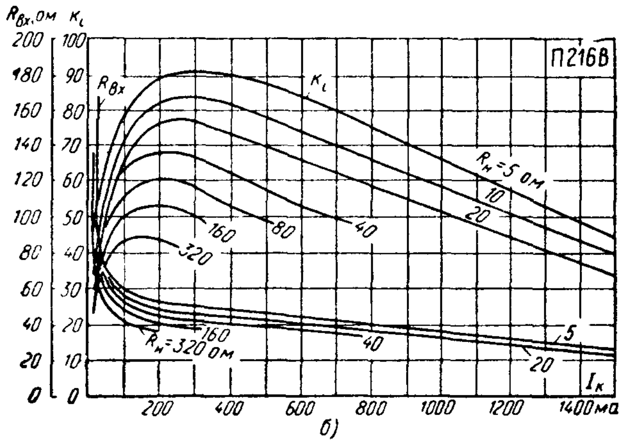


Рис. 5-5. Номограммы для определения динамических параметров коэффициента усиления по току и входного сопротивления низкочастотных транзисторов.

а — П202; *б* — П216В.

Ниже приводятся сведения по возможной (в некоторых случаях эквивалентной) замене устаревших типов транзисторов более современными.

Устаревшие типы	Возможная замена
П4	П216—П217
П8—П11	МП35—МП38
П13Б*	МП39Б, П27—П28
П13—П16	МП39—МП42, ГТ108—ГТ109
П101—П103	МП111—МП113
П104—П106	МП114—МП116
П201—П203	П213—П214
П401—П403, П406—П407	П414—П416, П422—П423, ГТ309—ГТ310
П420—П421	ГТ320—ГТ322

Пример 1.

Определить коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада на транзисторе МП39Б. Ток коллектора $I_к=1$ *ма*; $R_{н\ экв}=1$ *ком*.

По номограмме на рис. 5-3, *г* находим: $K_i \approx 54$; $R_{вх} \approx 1{,}5$ *ком*. По формуле

$$K_u = \frac{K_i R_н}{R_{вх}} \approx \frac{54 \cdot 1 \cdot 10^3}{1{,}5 \cdot 10^3} \approx 36.$$

5-3. ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ

Номограммы этого параграфа предназначены для пересчета частотных параметров транзисторов, приводимых в справочных данных.

Частотные свойства транзисторов характеризуются довольно большим числом параметров, такими, как f_α, f_B (или f_β), f_T, f_S, $f_{макс}$ и некоторыми другими.

Большинство из них жестко взаимосвязано и может быть пересчитано к одному или двум наиболее употребительным. В последнее время таким параметром стала предельная частота f_T, приводимая в справочных данных на все новые типы транзисторов. Однако на многие типы выпускавшихся ранее, но еще нередко применяемых и теперь транзисторов в паспортах и справочниках приводятся другие частотные параметры, например f_α или $f_{макс}$. Встречается также параметр f_B (или f_β).

Частоты f_α и f_B называются граничными частотами усиления по току в схемах с общей базой и общим эмиттером соответственно. Иногда их называют предельными частотами, хотя название граничные лучше отражает способ их отсчета: они отсчитываются, так же как и верхняя граница полосы пропускания усилителя, там, где усиление падает на 30% (т. е. до уровня 0,7) максимальной величины, принятой за 1 или за 100%. Например, если на низких частотах транзистор имеет коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером $B_0=100$, то на частоте f_B коэффициент усиления падает до 70. Характер изменений с частотой величин $h_{21б}=-\alpha$ и $h_{21э}=B$ показан на рис. 5-6, а взаимный пересчет частот f_α и f_B производится по номограмме на рис. 5-7.

Параметр f_S также является граничной частотой по крутизне характеристики транзистора, т. е. на этой частоте крутизна характеристики S падает на 30% относительно своего низкочастотного значения S_0.

Более современные обозначения этих трех граничных частот такие: $f_\alpha - f_{h21б}$; $f_B - f_{h21э}$ и $f_S - f_{y21э}$.

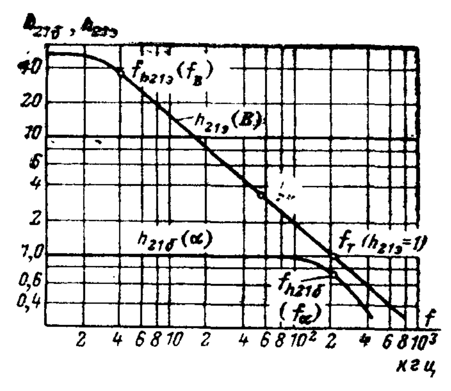


Рис. 5-6. График частотной зависимости коэффициентов усиления по току α и B

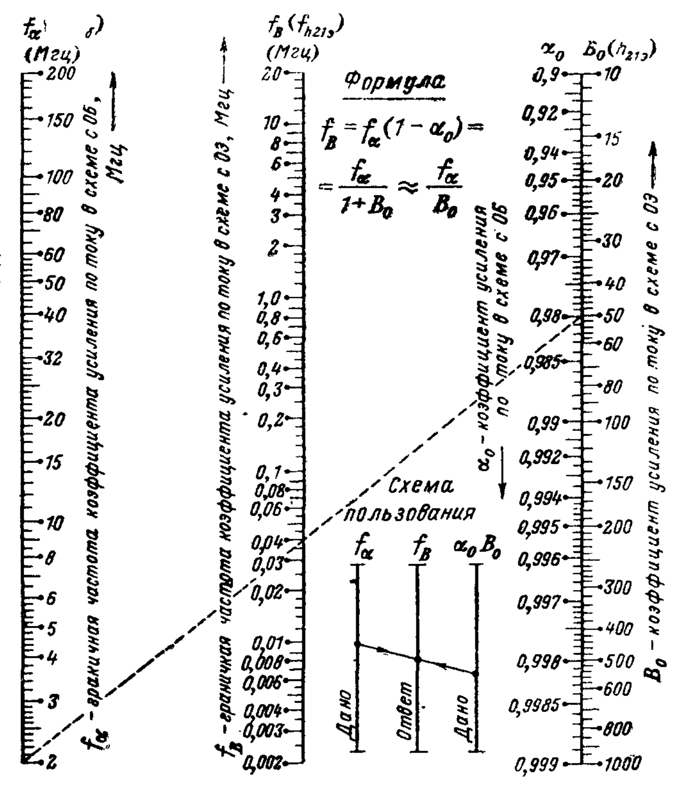


Рис. 5-7. Номограмма для взаимного пересчета граничных частот f_α и f_B.

Параметры f_T и $f_{макс}$ — это предельные частоты коэффициентов усиления по току и по мощности соответственно в схеме с ОЭ. На этих частотах коэффициенты усиления становятся равными единице, т. е. наступает предел усилительных возможностей транзисторов.

Частота f_T, при которой $B=1$, является в настоящее время важнейшей частотной характеристикой транзистора, так как, зная f_T, легко определить величину B на любой частоте из соотношения $fB=f_T$. Более точно это выражение записывается как $f|B|=f_T$. Модуль (абсолютная величина) коэффициента усиления показыва-

* Малошумящие транзисторы.

Формула

$f_T = |B| f$

|B| (дб) (раз)

|B| — модуль коэффициента усиления по току в схеме с ОЭ, дб или раз

f (Мгц)

f — частота, на которой измерен модуль коэффициента усиления, Мгц

f_T (Мгц)

f_T — предельная частота усиления по току в схеме с ОЭ, Мгц

Схема пользования

|B| f f_T

Дано Дано Ответ

Рис. 5-8. Номограмма для определения модуля коэффициента усиления |B|.

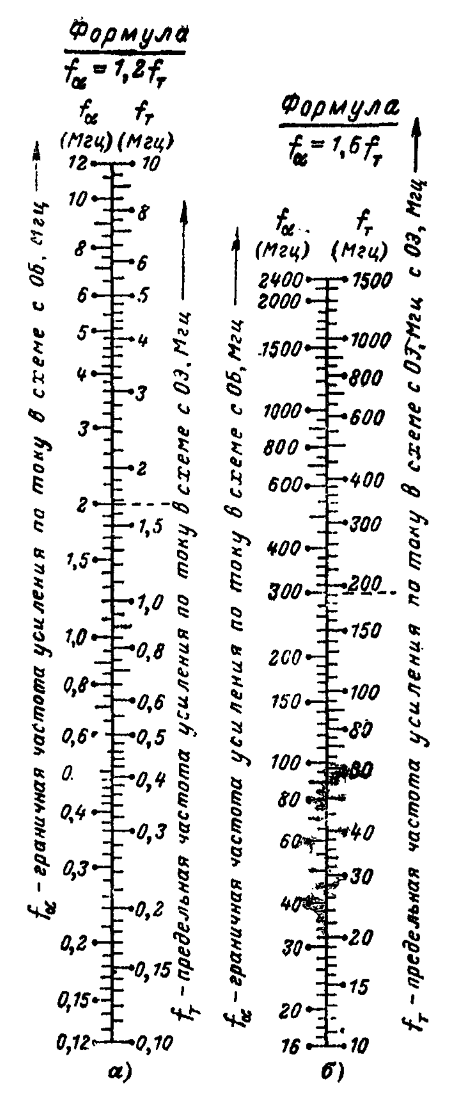


Рис. 5-9. Номограмма для нахождения предельной частоты f_T

а — бездрейфовых (низкочастотных) транзисторов; б — дрейфовых (высокочастотных).

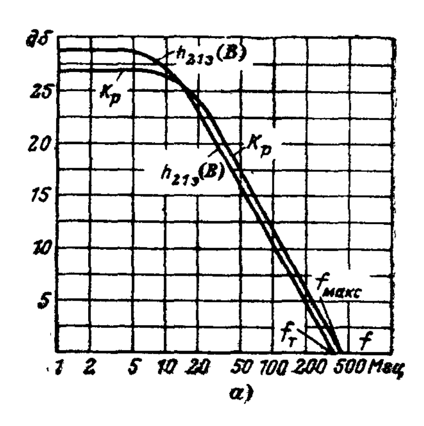
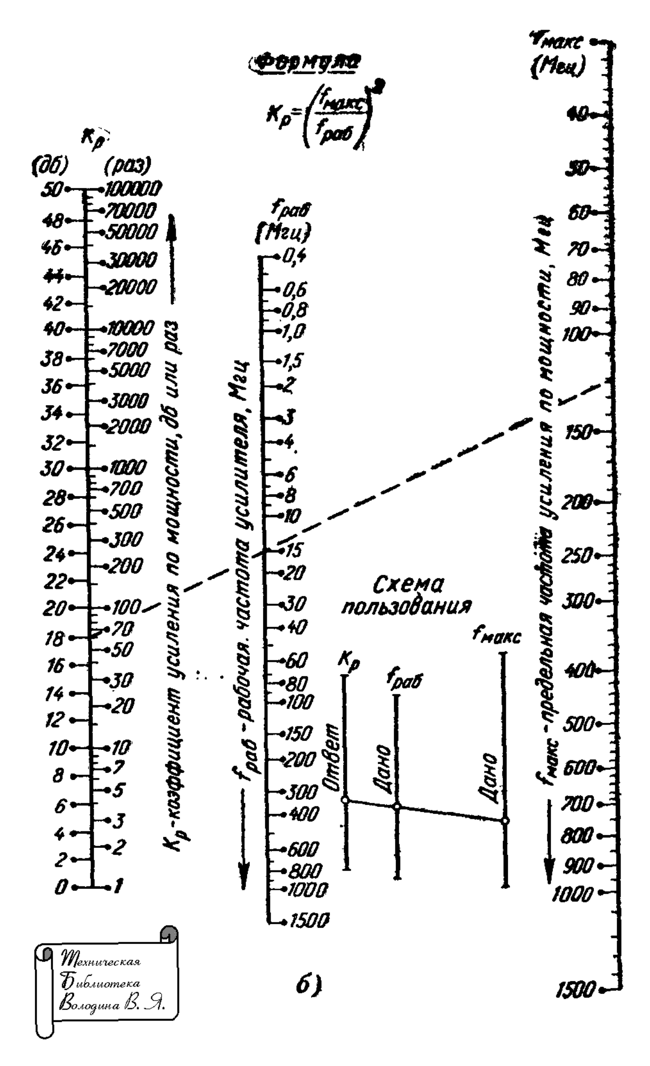


Рис. 5-10. Коэффициент усиления транзистора по мощности K_p.

а — график частотной зависимости; *б* — номограмма для определения K_p.



Техническая Библиотека Володина В. Я.

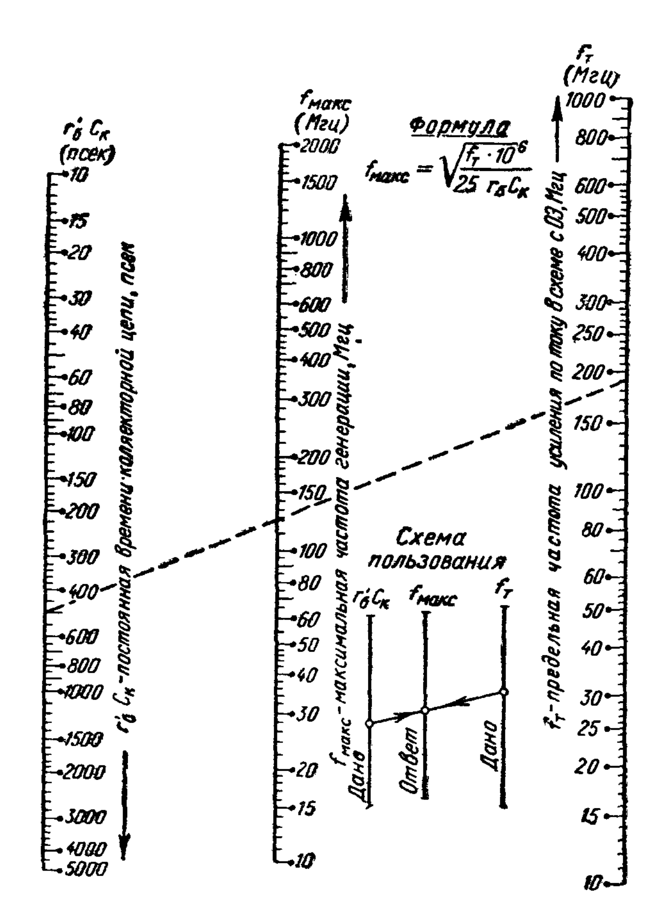


Рис. 5-11. Номограмма для расчета предельной частоты $f_{макс}$.

ет, что берется только численное значение B, без учета его фазы.

На рис. 5-6 видно, что в области высоких частот коэффициент B изменяется линейно с частотой f (при логарифмическом масштабе f наклон прямой равен 6 *дб*/октаву). Поэтому, измерив B на одной из частот, ниже f_T, можно построить подобную зависимость для всей области рабочих частот транзистора или вычислить значение B на любой другой частоте (рис. 5-8). Если известна частота f_α, частоту f_T можно найти по номограмме на рис. 5-9.

Частоту $f_{макс}$, при которой коэффициент усиления по мощности K_p падает до единицы, часто называют максимальной частотой генерации (иногда ее обозначают $f_г$ или $f_{г.макс}$), так как возникновение генерации возможно только при $K_p > 1$. Для самовозбуждения генератора обычно достаточно даже небольшого превышения выходной мощности над входной, поэтому можно считать $f_г \approx f_{макс}$.

Частотная зависимость коэффициента усиления по мощности K_p приведена на рис. 5-10, *а*, а расчет K_p производится по номограмме на рис. 5-10, *б*.

Для определения максимальной частоты генерации $f_г$ или предельной частоты $f_{макс}$ по частоте f_T служит

номограмма на рис. 5-11. Эта номограмма применима для всех транзисторов (дрейфовых и бездрейфовых), у которых $f_{макс} \leqslant f_T$. Если же $f_T < f_{макс}$, то в формуле

$$f_{макс} \approx \sqrt{\frac{f_T}{25 r'_б C_к}}$$

и номограмме, которая по ней построена, следует заменить частоту f_T на f_α. Номограмма при этом сохраняет свою пригодность для расчетов.

Пример 1.

Дано: транзистор сплавной типа МП42Б (бездрейфовый). $f_\alpha = 2$ *Мгц*; $h_{21э} = 50$.

Находим: а) $f_{h21э} \approx 40$ *кгц* (по номограмме на рис. 5-7); б) $f_T \approx 1{,}68$ *Мгц* (по номограмме на рис. 5-9, *а*).

Пример 2.

Дано: транзистор высокочастотный П416Б (дрейфовый). $f_{макс} = 120$ *Мгц*; $h_{21э} = 100$; $r'_б C_к = 500$ *псек*.

Находим: а) $f_T \approx 190$ *Мгц* (по номограмме на рис. 5-11); б) $f_{h21б} = 300$ *Мгц* (по номограмме на рис. 5-9, *б*); в) модуль коэффициента усиления по току на частоте $f_{раб} = 15$ *Мгц* $|B| \approx 12{,}5$ или 22 *дб* (по номограмме на рис. 5-8); г) коэффициент усиления по мощности на частоте $f_{раб} = 15$ *Мгц* $K_р = 18$ *дб* или 60 раз (по номограмме на рис. 5-10, *б*).

5-4. ВЫБОР ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ ЗАДАННОЙ РАБОЧЕЙ ОБЛАСТИ ЧАСТОТ

У всех транзисторов наблюдается одинаковый характер изменения параметров с частотой (рис. 5-12). В области частот *I* такие основные параметры транзистора, как S, $g_{вх}$, $C_{вх}$, остаются приблизительно неизменными, в области *II* они значительно изменяются с изменением частоты, а в области *III* изменяются мало.

Наилучшей для работы в заданном диапазоне частот является область *I*, где усилительные параметры транзистора постоянны и близки к своим низкочастотным значениям.

Работу в области *II* можно допустить, если усиливаемый сигнал имеет постоянную частоту, например в усилителях промежуточной частоты радиовещательных и телевизионных приемников.

Область *III*, несмотря на постоянство параметров, непригодна для работы так как усилительные свойства транзистора здесь очень плохие.

Номограмма на рис. 5-13 дает сравнительную оценку транзисторов по высокочастотному параметру $\tau_{вх} = 1/\omega_S = 1/2\pi f_S$ — постоянной времени входной цепи, выражаемой формулой

$$\tau_{вх} \approx \frac{r_б C_к}{2\pi f_\alpha h_{11б} C_к} \approx \frac{r_б}{2\pi m f_T h_{11б}},$$

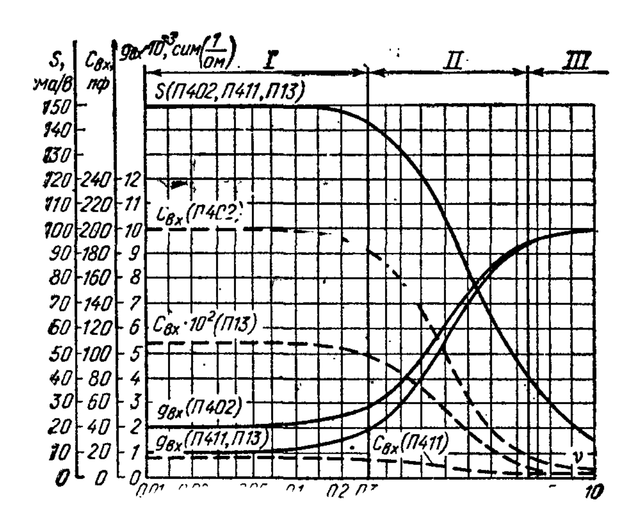
где m — коэффициент, равный 1,6 для высокочастотных (дрейфовых) транзисторов

Параметр $\tau_{вх}$ полученный из П-образной эквивалентной схемы транзистора, полностью отражает высокочастотные усилительные свойства полупроводникового прибора, что видно по составу величин, входящих в формулу Чем меньше величина $\tau_{вх}$, тем лучше высокочастотные свойства транзистора. Так как большинство величин, входящих в формулу, зависит от режима транзистора (коллекторного напряжения и тока), значения $\tau_{вх}$, нанесенные на номограмму, являются ориентировочными

Постоянная времени $\tau_{вх}$ прямо пропорциональна току коллектора (в пределах 0,2—10 *ма*) и слабо зависит от напряжения коллектора (см. рис. 5-2, *а* и *б*). Поэтому если возникает необходимость улучшить усилительные свойства данного транзистора на высоких частотах, следует снижать $I_к$

Для выбора транзистора по заданной рабочей частоте или области частот следует провести перпендикуляры к оси частот или воспользоваться готовой разметкой по диапазонам. Если горизонтальная прямая, соответствующая постоянной времени входной цепи данного транзистора, пересекает выбранные вертикальные границы рабочих частот в области *I* (ниже и левее обеих наклонных линий) то этот транзистор вполне работоспособен в указанном диапазоне. Если пересечение находится в области *II* (между наклонными прямыми), то транзистор будет работать хуже, чем в области *I*. И, наконец, в области *III* данный транзистор не пригоден для использования в выбранном диапазоне частот.

Новые транзисторы также могут быть нанесены на номограмму после определения постоянной времени (по формуле ... вспомогательной номограмме на рис. 5-14)



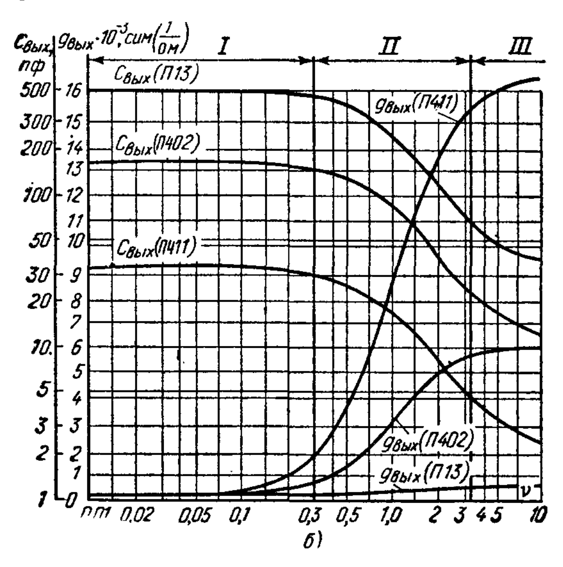


Рис. 5-12. Зависимости некоторых параметров транзисторов от частоты.

Радиовещание Телевидение

$f_{пр}$ $f_{пр.зв}$ $f_{пр.из}$ 13–78 каналы

ДВ СВ КВ 1–12 каналы УКВ ЧМ

$\tau_{вх}$ (мксек)

МП40,40А
МП41,41А
ГТ108А
ГТ108Б,В,Г
ГТ109Д
ГТ109Е
КТ301Б,В
КТ301,301А
П422
ГТ309Д,Е
П401
ГТ322В,Г
П416
ГТ310Д,Е
П402 ГТ320А
П416А
П416Б ГТ320Б
П403 ГТ308Б,В
П403А ГТ310В,Г
П423 ГТ310А,Б
П410 КТ312Б,В
П410А ГТ311Е,Ж
ГТ313А
ГТ311И,КТ315Б,В,Г
П411,П411А
КТ315А
ГТ313Б

III II I

$\omega\tau=3,2$
$\omega\tau=0,3$

7 5 3 2 1 7 5 3 2 10^{-1} 7 5 3 2 10^{-2} 7 5 3 2 10^{-3} 7 5 3 2 10^{-4}

$\tau_{вх}$ – постоянная времени входной цепи, мксек

0,1 2 3 5 7 1 2 3 5 10 2 3 5 7 100 2 3 5 7 1000

f – рабочая частота, Мгц

Рис. 5-13. Номограмма для выбора транзисторов по частоте усиления.

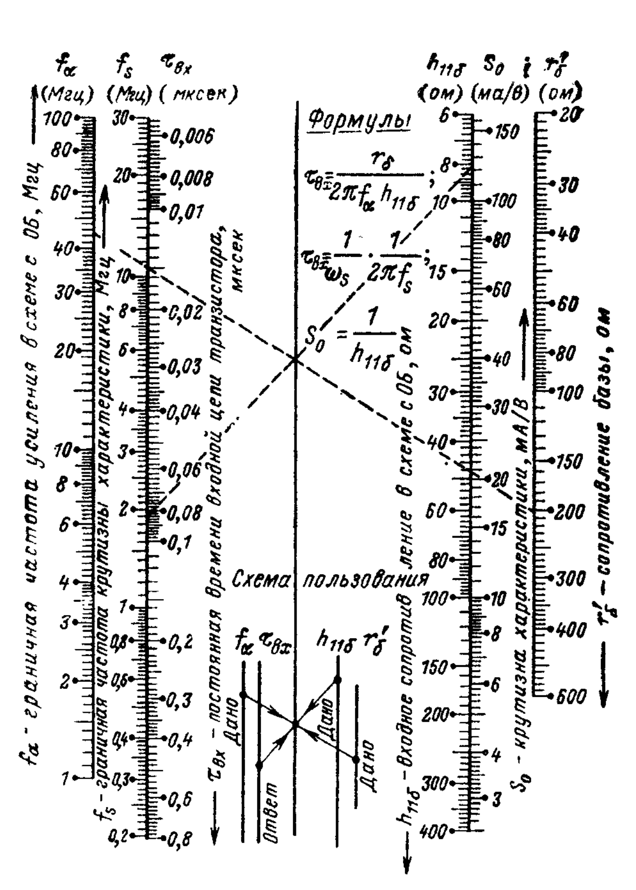


Рис. 5-14. Номограмма для определения крутизны характеристики и постоянной времени входной цепи транзистора.

Пример 1.

Выбрать транзистор для работы в каскаде УВЧ радиоприемника с расширенным диапазоном КВ (включая любительские участки волн).

Дано: $f_{верх} \approx 29$ *Мгц*.

Находим: пригодны транзисторы П403, П403А, П423, ГТ308Б и В, ГТ310 (все индексы) и другие, лежащие ниже (см. рис. 5-13).

Пример 2.

Дано: $f_\alpha = 45$ *Мгц*; $r'_б = 200$ *ом*; $h_{11б} = 8{,}2$ *ом* ($S_0 \approx \approx 120$ *ма/в*). Находим: $\tau_{вх} \approx 0{,}085$ *мксек* (рис. 5-14).

5-5. ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ И ЭЛЕМЕНТЫ СМЕЩЕНИЯ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА

Номограмма на рис. 5-15 позволяет определить коэффициент нестабильности транзистора, характеризующие изменения коллекторного тока $I_к$ при изменении окружающей температуры[1], и рассчитать элементы стабилизации и смещения транзисторного каскада.

Нестабильность коллекторного тока $I_к$ в первую очередь зависит от обратного (неуправляемого) тока коллекторного перехода $I_{к0}$, величина которого резко возрастает с ростом температуры. Это приводит к изменению параметров транзистора, например, коэффициента усиления, увеличению нелинейных искажений, а иногда и к полному нарушению работы каскада.

Математическая зависимость $I_{к0}$ от температуры является экспоненциальной. В среднем для различных типов транзисторов принимают следующее условие: ток $I_{к0}$ удваивается с повышением температуры на каждые 10° С.

Коэффициент нестабильности выражается формулой

$$S_{нст} = \Delta I_к / \Delta I_{к0}.$$

Чем меньше $S_{нст}$, тем лучше работоспособность транзисторного каскада при изменениях температуры окружающей среды.

Идеальным случаем было бы полное отсутствие нестабильности ($S_{нст} = 0$), при котором $I_к$ не изменялось бы при изменениях температуры. Однако это условие может быть выполнено (и то приближенно) только при включении в цепь смещения нелинейного термозависимого сопротивления (термистора, полупроводникового диода и др.).

Из трех основных схем включения транзистора (рис. 5-16) наименьший коэффициент нестабильности имеет схема с ОБ, где $S_{нст} = 1$. Это означает, что повышение $I_{к0}$, например, на 10 *мка* вызовет такое же увеличение $I_к$.

В других схемах включения с обычными (линейными) резисторами в цепях смещения величина коэффициента нестабильности находится в пределах от 1 до B+1.

В нестабилизированном каскаде по схеме с ОЭ, когда в цепи базы включен только один резистор сопротив-

[1] Иногда его называют коэффициентом стабильности.

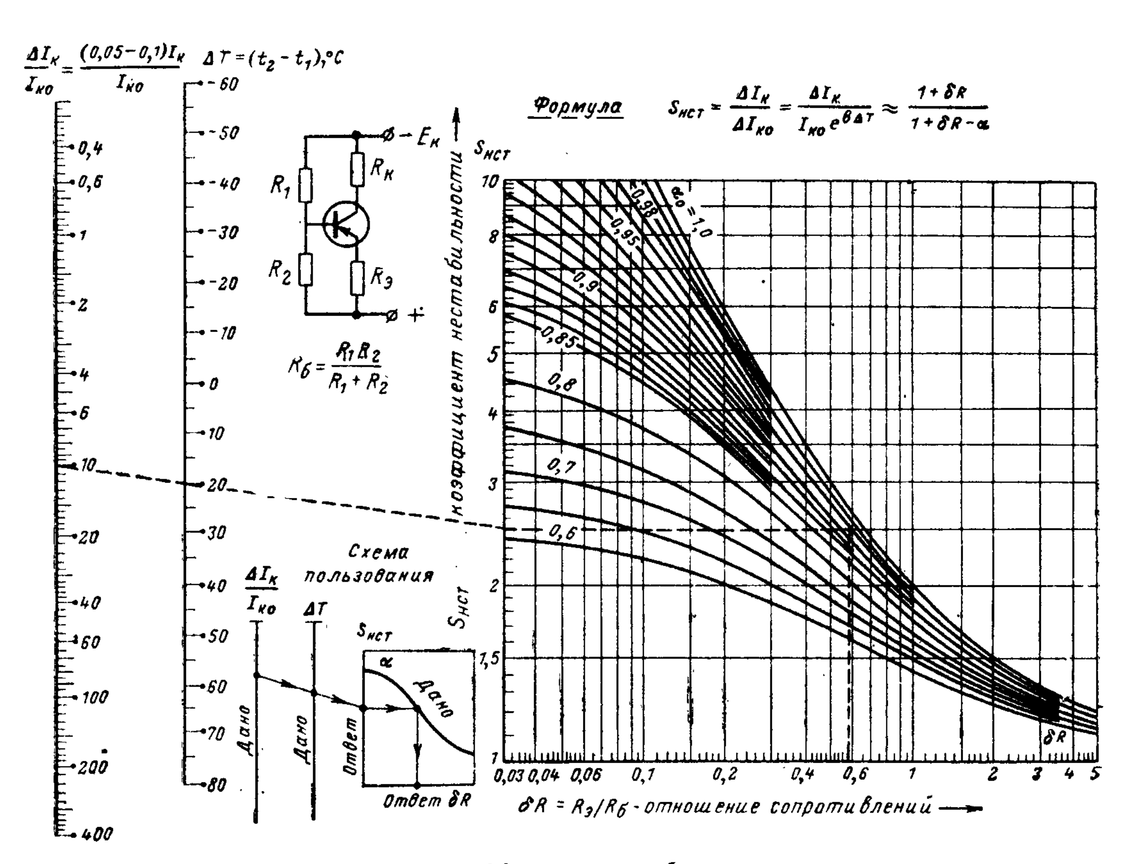


Рис. 5-15. Номограмма для расчета коэффициента нестабильности транзисторного каскада.

лением десятки — сотни килоом, обратный ток коллектора может достигать величины $I_{к.эо}=I_{ко}(B+1)$.

При достаточно большом коэффициенте усиления по току, например $B=50$ и $I_{ко}=10$ *мка* ($t_{окр}=20°$ C) $I_{к.эо}\approx 500$ *мка* $=0,5$ *ма*.

Если измеренный ток $I_к=1$ *ма*, это означает, что половину его составляет неуправляемый — «сквозной» — ток. При повышении температуры до 30° C $\Delta I_{ко}=10$ *мка*, т. е. $I_{коt}=20$ *мка* (в схеме с ОБ); $I_{к.эt}\approx$ $\approx 20\cdot 50=1\,000$ *мка* $=1$ *ма* (в схеме с ОЭ); $\Delta I_к=0,5$ *ма*; $I_{кt}=1,5$ *ма*.

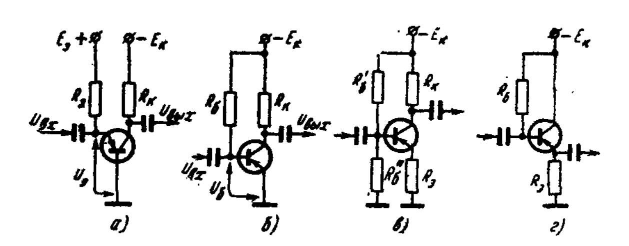


Рис. 5-16. Основные схемы включения и питания базы транзистора.

а — ОБ; *б* — ОЭ с гасящим резистором в цепи базы; *в* — ОЭ с делителем в цепи базы; *г* — ОК.

Таким образом, коэффициент нестабильности

$$S_{нст}=\Delta I_К/\Delta I_{К0}=500/10=50.$$

Чем глубже в каскаде отрицательная обратная связь по постоянному току (или напряжению), тем ближе к единице коэффициент нестабильности. Тем не менее получить в схеме с ОЭ при одном источнике питания (коллекторных и базовых цепей) такую же малую нестабильность, как в схеме с ОБ, невозможно. Кроме того, с уменьшением $S_{нст}$ снижаются усилительные свойства каскада и повышается расход энергии источника питания в цепях смещения, что нежелательно.

Учитывая эти противоположные требования, наиболее целесообразными значениями $S_{нст}$ считают

$$S_{нст}=1,5-5$$

Если необходима высокая стабильность, выбирают меньшие из указанных величин: $S_{нст}=1,5—2$.

Так как величина $S_{нст}$ не связана с абсолютным значением тока $I_к$, относительный сдвиг рабочей точки при одном и том же $S_{нст}$ будет тем меньше, чем больше ток $I_к$.

Ясно, что приращение $\Delta I_к=0,5$ *ма* вызовет заметное нарушение исходного режима в каскаде предварительного усиления (при $I_к=1$ *ма*) и значительно меньше скажется в выходном каскаде — усилителе мощности при токе коллектора $I_к=10$ *ма*. В последнем случае $\Delta I_к=0,5$ *ма* составит всего 5% $I_к$. По этой причине в выходных ступенях и других каскадах с повышенным коллекторным током может быть допущена значительно бо́льшая величина коэффициента нестабильности.

Чтобы не добиваться чрезмерно малого значения $S_{нст}$ там, где в этом нет необходимости, желательно соблюдение условия

$$\Delta I_К\leqslant(0,05-0,1)\,I_К,$$

т. е. максимальные температурные изменения коллекторного тока не должны превышать 5—10% установленной в рабочей точке величины $I_к$.

Пример.

Дано: $t_{макс}=40°$ C; $I_{ко}=10$ *мка*; $I_к=1$ *ма*; $B=50$ ($\alpha\approx 0,98$), $E_к=10$ *в*; $R_к=3$ *ком*; $U_к=4$ *в*.

Находим:

1. Проведя на номограмме (рис. 5-15) прямую через точки $\Delta T=20°$ C и $\dfrac{\Delta I_К}{\Delta I_{К0}}=\dfrac{0,1 I_К}{I_{К0}}=\dfrac{0,1\cdot 1\cdot 10^{-3}}{10\cdot 10^{-6}}=10,$ найдем требуемый коэффициент нестабильности $S_{нст}=$ $=2,5$.

Из найденной точки проводим горизонтальную прямую до пересечения с кривой $\alpha=0,98$, а затем, опуская перпендикуляр из точки пересечения на нижнюю горизонтальную ось, находим: $\delta R\approx 0,58$.

2. По формуле

$$U_э=E_К-U_К-I_К R_К$$

вычисляем падение напряжения на резисторе $R_э$:

$$U_э=10-4-1\cdot 10^{-3}\cdot 3\cdot 10^3=3\ в.$$

Падение напряжения на резисторе $R_э$ обычно находится в пределах $U_э=(0,05\div 0,5)E_к$.

По номограмме на рис. 5-17 определяем сопротивление $R_э\approx 3$ *ком* (округляя его в случае необходимости до ближайшего меньшего значения по ГОСТ).

3. По формуле

$$R_б=R_э/\delta R$$

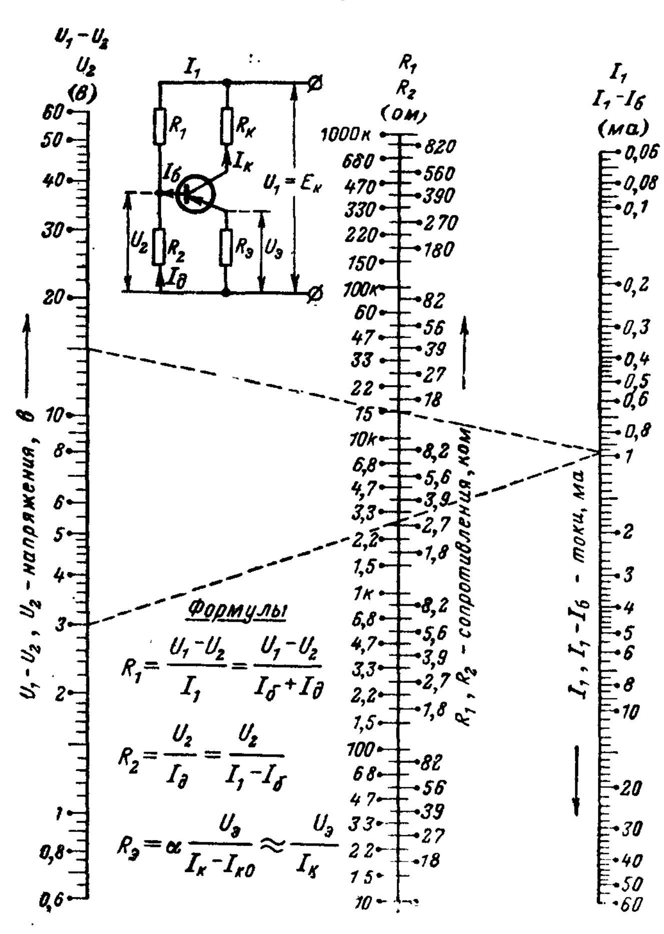


Рис. 5-17. Номограмма для расчета элементов базовой и эмиттерной цепей транзисторного каскада.

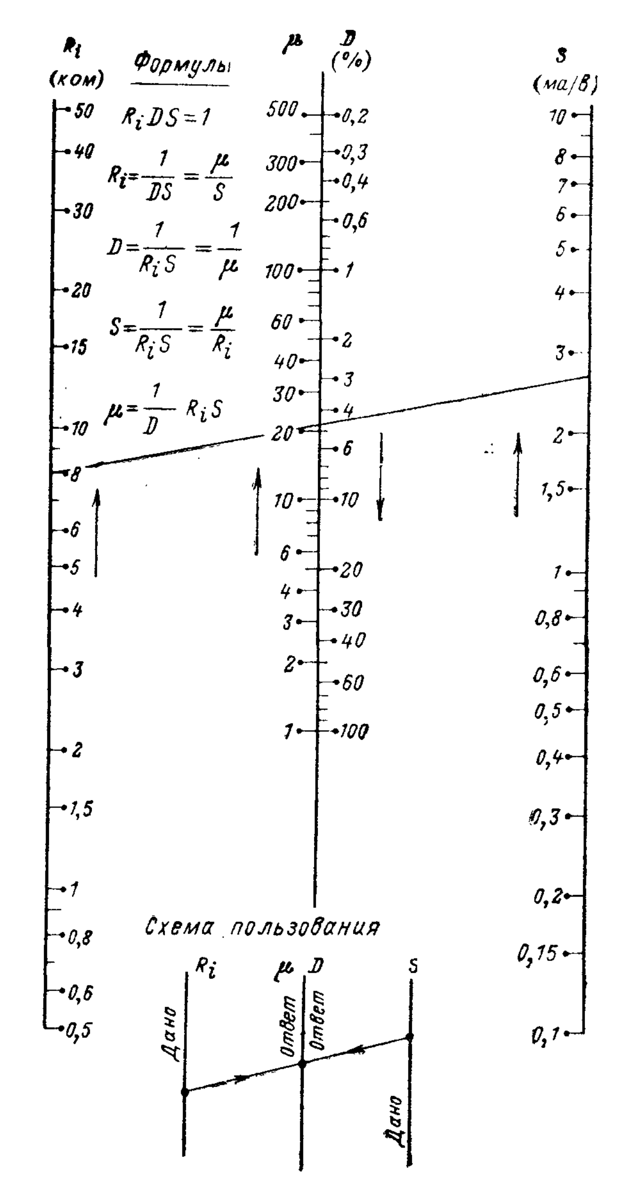


Рис. 5-18. Номограмма для расчета параметров триода.

Формулы

$$R_{вх.л} = a/f^2$$

$$f_{пред} = \sqrt{a S \cdot 10^3}$$

$$P_ш = \frac{R_{э.ш}}{R_{вх.л}}$$

a (Мом × Мгц²)

$R_{э.ш}$ (ком)

f_0, $f_{пред}$ (Мгц)

S (ма/в)

$R_{вх.л}$ (ком)

a — коэффициент, мом · Мгц²

$R_{э.ш}$ — эквивалентное шумовое сопротивление лампы, ком

f_0 и $f_{пред}$ — рабочая и предельная частоты лампы, Мгц

S — крутизна характеристики, ма/в

$P_ш$ — коэффициент

1Ж18Б; 6Ж17Б; 6Ж1Ж, 6К1Ж, 6К4П; 6С5Д; 6С1Ж, 6С1П; 6Ж1П; 2К2П; 6Ж27П, 6Ж27Л; 6Ж3П, 1К1П, 6К3; 6Ж2П, 6Ж5П, 6Н8; 6К1П; 6Ж1Б, 6С3П, 6С4П; 6Ж8, 6К3П, 6Ж21П; 6Ж5Б, 6Ж9П, 6К4П; 6Ж22П, 6Ж11П; 6Ж4, 6Ж4П, 1К2П; 6С15П; 6Ж3

6С3П, 6С4П; 6С2П; 6Ж4(Тр); 6Ж9П; 6Э5П; 6Ж1П(Тр); 6С15П; 6С5Д; 6Ж5П, 6Н15П; 6Ж22П; 6Ж6С; 6Ж4(П); 6Н8; 6Ж5Б, 6Ж2П; 6С1П, 6С1Ж; 6П9; 6Н9; 6Ж3П, 6Н2П; 6Ж1П; 6К4П; 6Ж1Б; 6Б8С; 6Ж3П; 6Ж1Ж; 1Ж17Б-18Б; 6К3, 6Ж27П; 2Ж27Л; 6К3; 1К2П; 6К1Ж; 6К1П

Схемы пользования

Определение $R_{вх.л}$: a, f_0, $R_{вх}$ — Дано, Дано, Дано, Ответ

Определение $P_ш$: $R_э$, $R_{вх}$, $P_ш$ — Дано, Дано, Ответ

Определение $f_{пред}$: a, $f_{пр}$, S — Дано, Ответ, Дано

Рис. 5-19. Номограмма для определения высокочастотных параметров электронных ламп.

вычисляем эквивалентное сопротивление базового делителя, равное параллельному соединению R_1 и R_2 (см. рис. 5-17):

$$R_б = \frac{3}{0{,}58} \approx 5{,}2\ ком, \text{ где } R_б = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

(деление можно выполнять по номограмме на рис. 3-8, откладывая делимое на шкале напряжений, а делитель на шкале токов). Если напряжение питания $E_к$ не задано, выбираем сопротивление $R_б$ из условия: $R_б \geqslant 10R_{вх}$, а затем определяем $R_э$ по формуле $R_э = R_б \delta R$.

4. По формуле

$$R_1 \approx \frac{E_к(S_{нст} - 1)}{I_к - S_{нст} I_{к0}}$$

определяем сопротивление верхнего плеча базового делителя:

$$R_1 = \frac{10\,(2{,}5 - 1)}{1 \cdot 10^{-3} - 2{,}5 \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-3}} = \frac{15}{0{,}975 \cdot 10^{-3}} \approx$$
$$\approx 15{,}4\ ком,$$

округляя до ближайшей меньшей величины по ГОСТ: $R_1 = 15$ *ком.*

5. По номограмме для расчета параллельного соединения сопротивлений (см. рис. 3-14) находим величину нижнего плеча базового делителя: $R_2 \approx 8{,}2$ *ком* (с округлением в сторону увеличения R_2).

5-6. ПАРАМЕТРЫ ТРИОДОВ И ПЕНТОДОВ

На рис. 5-18 дана номограмма, графически представляющая так называемое внутреннее уравнение электровакуумного триода

$$SR_i = \mu.$$

Так как S и R_i имеют взаимно обратные размерности [*ма/в*] и [*ком=в/ма*], которые при умножении сокращаются, μ является безразмерной величиной.

То же уравнение иногда представляют в виде $SR_iD = 1$, где D — проницаемость лампы — величина, обратная коэффициенту усиления ($D = 1/\mu$).

Пример 1.

Дано: $R_i = 7{,}9$ *ком*; $\mu = 20{,}5$.
Находим: $S = 2{,}6$ *ма/в*.

Номограмма на рис. 5-19 дает возможность определить высокочастотные параметры триодов и пентодов: входное сопротивление, $R_{вх.л}$, предельную частоту $f_{пред}$ коэффициент $p_ш$. При выборе лампы должно быть соблюдено условие $f_{раб} = f_0 < f_{пред}$, а ее входное сопротивление не должно заметно шунтировать колебательный контур в сеточной цепи (см. § 6-2). Для уменьшения внутренних шумов усилителя необходимо стремиться к снижению коэффициента $p_ш$, определяющего шумовые свойства каскада.

Пример 2.

Дано: лампа 6К4П. $S = 4{,}4$ *ма/в*; $f_{раб} = f_0 = 30$ *Мгц*; коэффициент $a \approx 20$ *Мом·Мгц²*.

Находим: $f_{пред} \approx 290$ *Мгц*; $R_{вх.л}$ (30 *Мгц*) ≈ 23 *ком*; $p_ш \approx 0{,}17$.

5-7. ОПТИМАЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ АНОДНОЙ НАГРУЗКИ В КАСКАДЕ УННЧ

Номограммы на рис. 5-20 дают возможность выбрать сопротивление резистора анодной нагрузки в каскаде предварительного усиления напряжения низкой частоты (УННЧ).

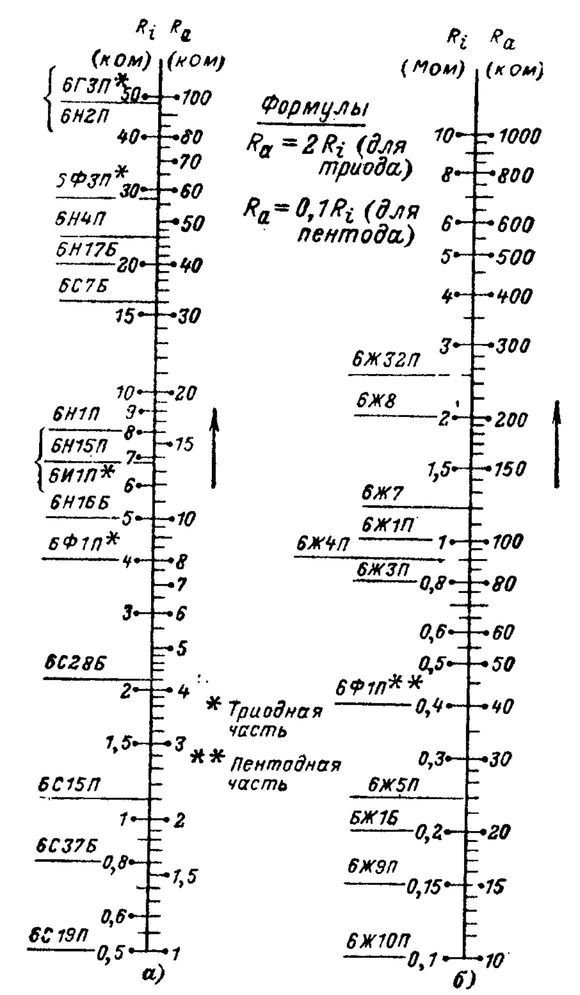


Рис. 5-20. Номограммы для выбора оптимального сопротивления анодной нагрузки в УНЧ.

а — для триодов; *б* — для пентодов.

Как известно, оптимальными величинами $R_а$ являются $R_а = (2 \div 3)R_i$ для триодов и $R_а = (0{,}1 \div 0{,}2)R_i$ для пентодов.

Внутреннее сопротивление ламп, не указанных на номограммах, следует брать в справочных данных. Для триодов R_i может быть найдено по номограмме на рис. 5-19, если известны S и μ.

5-8. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ КАСКАДА

Номограмма на рис. 5-21, *а* позволяет ориентировочно определить коэффициент усиления пентодной или транзисторной ступени как с резистивной, так и с резонансной нагрузкой по заданным S и $R_н$. В последнем случае (каскады УВЧ и УПЧ) в качестве $R_н$ следует брать эквивалентное резонансное сопротивление $R_э$ колебательного контура (см. § 6-2), включенного в анодную цепь пентода.

Если контур включен в анодную цепь лампы или коллекторную цепь транзистора не полностью (отводом), необходимо умножить $R_э$ на коэффициент включения контура, равный отношению числа витков всего контура к числу витков до отвода (считая от плюса или минуса

источника питания), $p_1 = w_к/w_{отв} < 1$ (для автотрансформаторной связи).

Такое уменьшение $R_э$, а следовательно, и коэффициента усиления K приходится применять во избежание самовозбуждения, возникающего при $K > K_{уст}$.

В транзисторных усилителях, кроме того, применяется неполное включение контура со стороны входа следующего каскада $p_2 \ll 1$ (см. стр. 87). С учетом коэффициентов включения p_1 и p_2 коэффициент усиления лампового или транзисторного резонансного каскада имеет вид $K \approx p_1 p_2 S R_э$.

Коэффициент устойчивого усиления каскада $K_{уст}$ зависит от типа лампы (ее параметров и межэлектродных емкостей), рабочей частоты и внешних паразитных связей. Как правило, из-за опасности самовозбуждения не удается реализовать возможное усиление пентода. Коэффициент устойчивого усиления каскада на пентоде не превышает 200—250 на низких (звуковых) частотах, а на высоких бывает значительно ниже (см. § 6-8).

Пример 1.

Дано: лампа 6Ж32П. $S = 1{,}75$ *ма/в*; $R_н = 80$ *ком*. Находим: $K \approx 140$.

Пример 2.

Дано: транзистор П414. $f_{пр} = 465$ *кгц*; $S = 50$ *ма/в* *; $R_{экв} = 6$ *ком*; $p_1 = 0{,}71$; $p_2 = 0{,}16$; $R'_{экв} = R_{экв} p_1 p_2 = 0{,}68$ *ком*. Находим: $K \approx 34$.

Так как эквивалентное сопротивление нагрузки $R'_{экв}$ с учетом коэффициентов включения контура p_1 и p_2 меньше нижнего значения $R'_{экв}$, нанесенного на соответствующую шкалу номограммы, (рис. 5-21, *а*), необходимо увеличить в 10 раз значение $R'_{экв}$, одновременно уменьшив во столько же раз величину S.

По номограмме на рис. 5-21, *б* можно найти коэффициент усиления каскада или усилителя, охваченного отрицательной обратной связью (ООС). Обратная связь характеризуется коэффициентом $\beta = U_{о.с}/U_{вых}$ и глубиной $1 + \beta K$, где K — коэффициент усиления каскада без обратной связи.

Глубина ООС характеризует степень уменьшения коэффициента усиления каскада или группы каскадов. При этом во столько же раз уменьшаются нелинейные и частотные искажения.

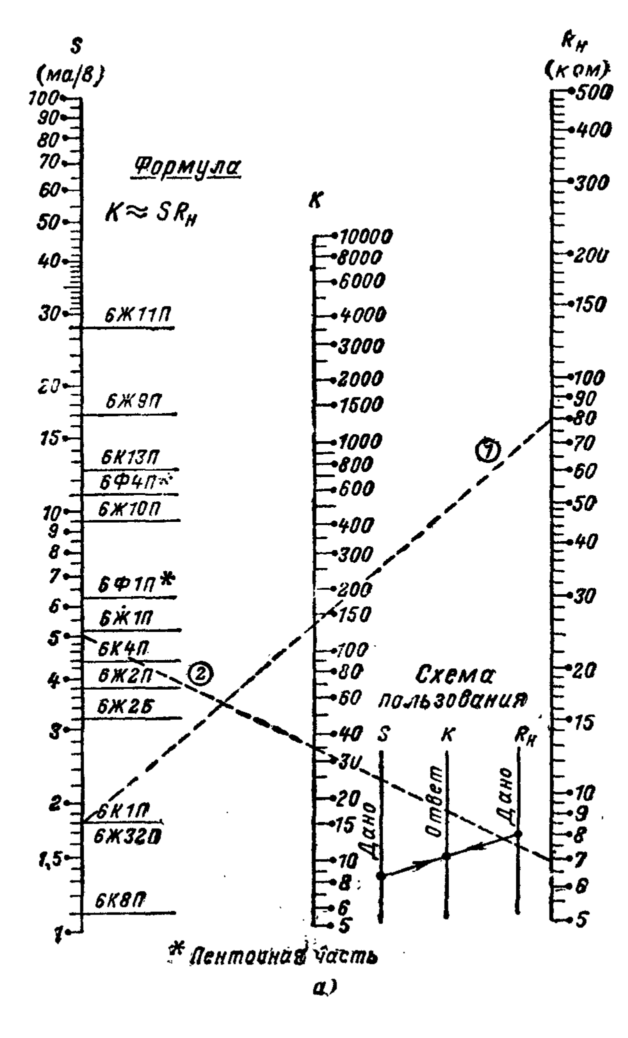
Параметры усилителей с ООС существенно зависят от способа снятия и подачи $U_{о.с}$. Выходное сопротивление зависит только от способа введения ООС и ее глубины: параллельная ООС уменьшает $R_{вх}$, последовательная — увеличивает его в $1 + \beta K$ раз. Выходное сопротивление каскада или усилителя зависит только от способа снятия ООС и ее величины: ООС по напряжению уменьшает $R_{вых}$ в $1 + \beta K$ раз, по току — увеличивает его.

Наиболее широко применяется в УНЧ последовательная ООС по току — простейший вид обратной связи. Она возникает в усилительном каскаде с автоматическим смещением, если резистор в цепи катода $R_к$ или в цепи эмиттера $R_э$ не зашунтирован конденсатором достаточной емкости. Отрицательная обратная связь по току снижает усиление каскада тем больше, чем больше сопротивление резистора $R_к$ или $R_э$:

$$\beta = \frac{R_к}{R_а + R_к}.$$

Пример 3.

Дано: $R_а = 47$ *ком*; $R_к = 1$ *ком*; $K = 35$.



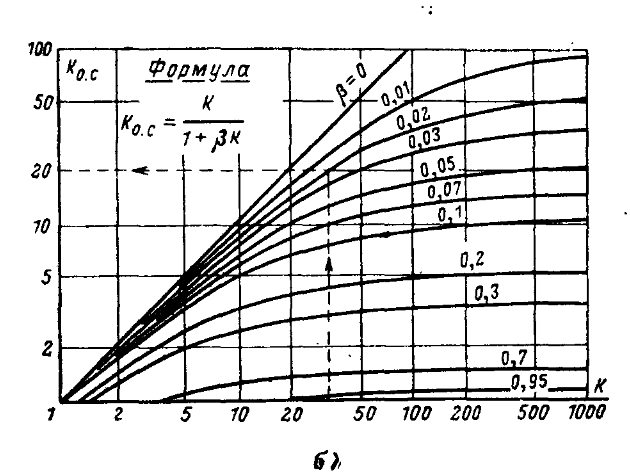


Рис. 5-21. Номограммы для расчета коэффициента усиления каскада.

а — без обратной связи; *б* — с обратной связью.

* Низкочастотное значение крутизны характеристики транзистора $S_0 = h_0/R_{вх}$ может быть найдено по номограмме на рис. 5-14.

По приведенной выше формуле находим: $\beta = \frac{1\cdot 10^3}{(47+1)\cdot 10^3} = \frac{1}{48} = 0{,}021$.

По номограмме на рис. 5-22, *б* на кривой $\beta=0{,}02$ по заданному $K=35$ находим: $K_{о.с}=20$.

Таким образом, даже при малом коэффициенте ООС (2,1%) происходит заметное уменьшение усиления (в 1,7 раза). С ростом K степень уменьшения усиления в каскаде, охваченном ООС, все более увеличивается.

5-9. ЕМКОСТЬ РАЗДЕЛИТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА В УНЧ

Номограмма на рис. 5-22 предназначена для определения емкости разделительного (переходного) конденсатора в каскадах УНЧ.

По заданной величине частотных искажений $M_н$ и низшей граничной частоте $F_н$ определяют постоянную времени сеточной цепи, состоящей из переходного конденсатора $C_с$ и резистора утечки сетки $R_с$, а затем, если задано сопротивление $R_с$, находят емкость $C_с$.

Таким же образом определяется емкость разделительного конденсатора в цепи базы транзисторного УНЧ. В данном случае делитель в цепи базы уже не играет роль сопротивления переходной цепи, так как входное сопротивление транзистора, как правило, намного меньше величины $R_б$. Если в цепи базы имеется делитель R_1R_2 (см. рис. 5-16), то эквивалентное сопротивление этой цепи равно:

$$R_б = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Поэтому в расчете $C_{раз}$ используется сумма $R_{вых}+R_{вх}\approx R_к+R_{вх}\approx R_к$, где $R_к$ — сопротивление коллекторной нагрузки предыдущей ступени.

По той же номограмме определяется емкость разделительного конденсатора в цепи нагрузки бестрансформаторного УНЧ. Как известно, из-за малого сопротивления звуковой катушки громкоговорителя эта емкость оказывается весьма значительной (сотни микрофарад). Сопротивление нагрузки $R_н$, увеличенное в 1 000 раз, откладывают на шкале $R_к$ (*Б*). Результат, полученный на оси $C_р$ (шкала *Б*), также должен быть увеличен в 1 000 раз.

Коэффициент частотных искажений M или относительное ослабление в децибелах y для каждой частотно-зависимой цепи назначают, исходя из следующих соображений. Общая величина коэффициента частотных искажений должна составлять как на нижней, так и на верхней граничной частотах $M_{общ}=1{,}41$, или $y=3$ *дб*. Эта величина должна быть распределена на все цепи

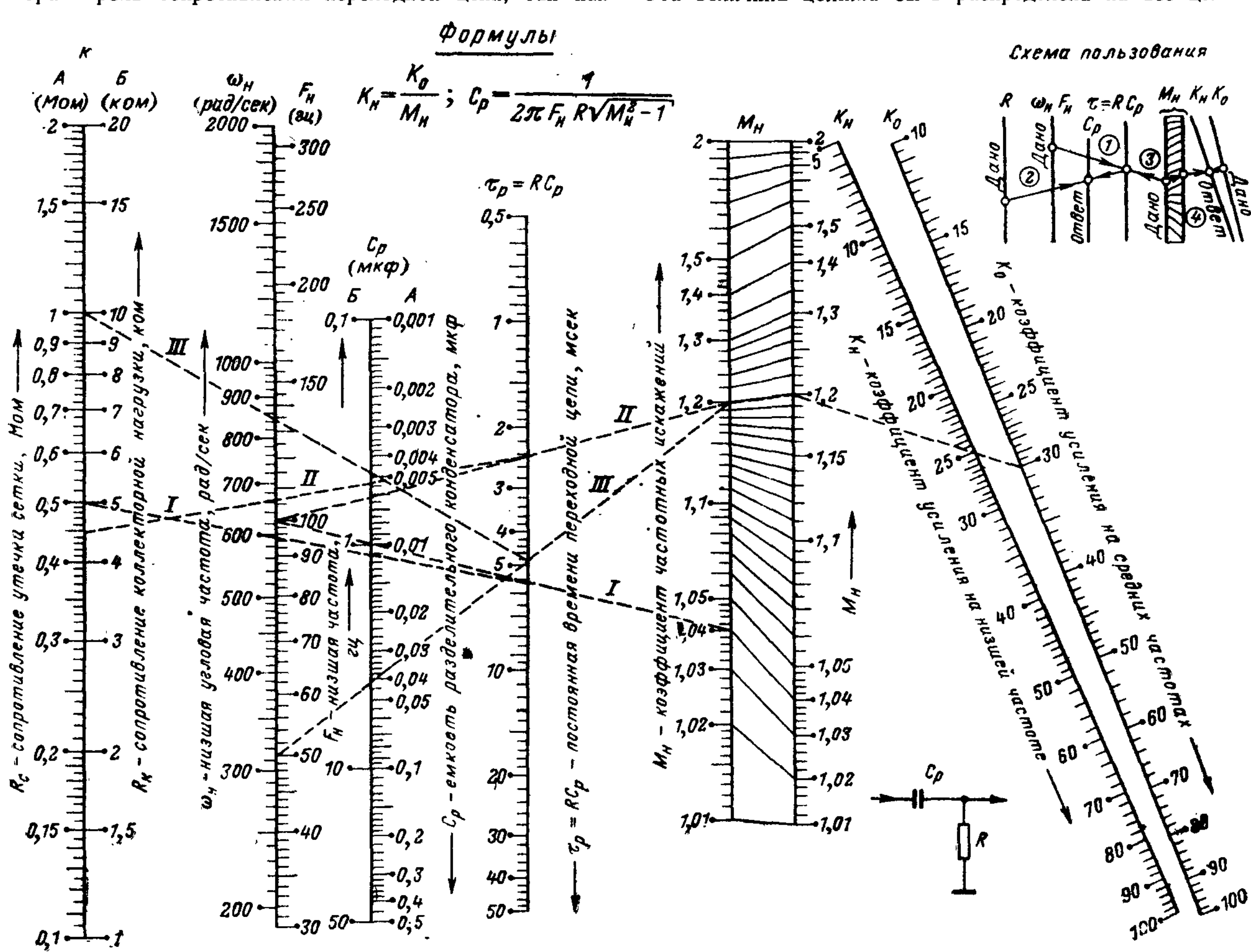


Рис. 5-22. Номограмма для определения емкости разделительного конденсатора.

Таблица 5-1

Коэффициенты частотных искажений в цепях УНЧ на низших звуковых частотах

Наименование частотно-зависимой цепи	Величины частотных искажений	
	$M_н$, отн. ед.	$y_н$, *дб*
Переходная (разделительная) цепь *RC* на входе или между каскадами усилителя	1,02—1,07	0,2—0,6
То же на выходе бестрансформаторного усилителя	1,12—1,19	1,0—1,5
Цепь смещения и стабилизации в эмиттере или катоде	1,03—1,1	0,3—0,8
Входные и предварительные (согласующие) трансформаторы	1,06—1,12	0,5—1,0
Выходные трансформаторы	1,12—1,26	1,0—2,0

усилителя, причем $M_{общ}=M_1M_2M_3...$, $y_{общ}=y_1+y_2+y_3+$ $+...$

Наибольшие частотные искажения в УНЧ создают трансформаторы. Предварительные (согласующие, промежуточные) трансформаторы вносят меньшие искажения, чем выходные. В *RC*-цепях величина частотных искажений на низших частотах зависит от постоянной времени τ_C (см. § 3-17). Чем больше τ_C, тем меньше $M_н$ или $y_н$. В табл. 5-1 приведены примерные значения коэффициентов частотных искажений в УНЧ.

Для перевода коэффициента частотных искажений на низких $M_н$ или высоких $M_в$ частотах в децибелы (и обратно) служит номограмма на рис. 5-23. Большие значения *y* и *M* можно определить по номограмме на рис. 2-3.

Пример 1. Ламповая ступень.

Дано: $F_н=100$ *гц*; $y_н=0,3$ *дб*; $R_c=0,5$ *Мом.*

Находим: $M_н=1,035$ (по номограмме на рис. 5-23); $\tau_р=5,6$ *мсек*; $C_р=0,11$ *мкф* $\approx 0,015$ *мкф* (по номограмме на рис. 5-22).

Пример 2. Транзисторная ступень.

Дано: $F_н=100$ *гц*; $M_н=1,2$; $R_к=5$ *ком*; $R_{вх}=0,5$ *ком*; $K_0=30$

Находим: $\tau_р=2,4$ *мсек*; $C_р=0,53$ *мкф* $\approx 0,5$ *мкф*; $K_н=25$.

Пример 3. Бестрансформаторный выход.

Дано: $F_н=50$ *гц*; $M_н=1,2$; $R_н=10$ *ом*. Находим: $\tau_р=4,8$ *мсек*.

Откладывая $R=10$ *ком*, получаем: $C_р\approx 0,48$ *мкф*. Окончательно $C_р\approx 0,48\cdot 1\,000\approx 500$ *мкф*

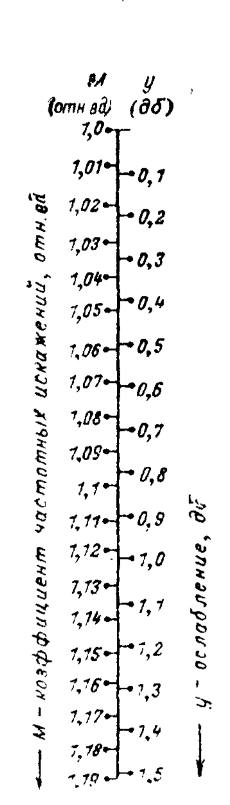


Рис. 5-23. Номограмма для перевода относительных величин в децибелы и обратно.

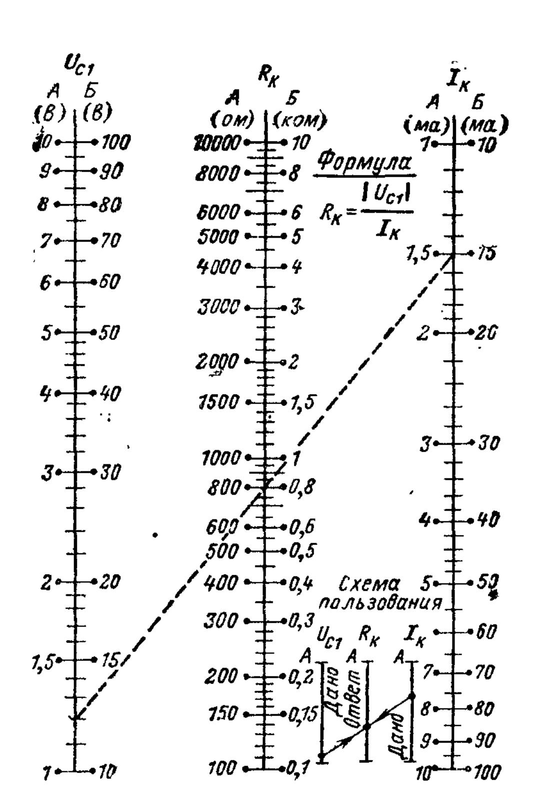


Рис. 5-24. Номограмма для расчета сопротивления резистора автоматического смещения.

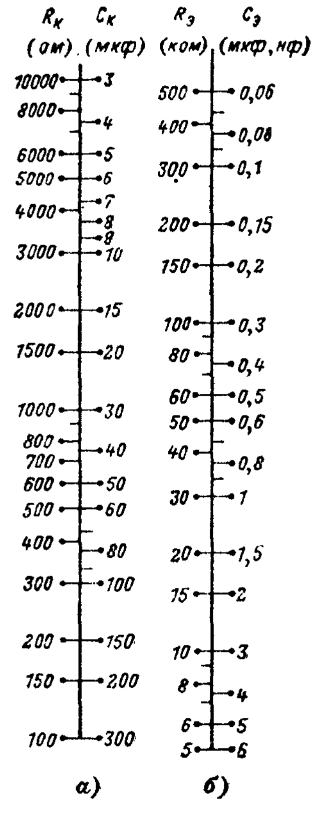


Рис. 5-25. Номограммы для выбора емкости блокированных конденсаторов.

а — в цепи эмиттера транзистора или катода лампы; *б* — в цепи экранирующей сетки пентода.

5-10. СОПРОТИВЛЕНИЕ РЕЗИСТОРА АВТОМАТИЧЕСКОГО СМЕЩЕНИЯ

Номограмма на рис. 5-24 предназначена для определения сопротивления резистора автоматического смещения в цепи катода электронной лампы или эмиттера транзистора. Номограмма построена по формуле закона Ома и имеет удобные для данной цели пределы переменных. Выбор отрицательного смещения в ламповых каскадах УННЧ определяется следующими факторами:

1. Большое отрипательное смещение (более 1,5—2 *в*) нецелесообразно, так как амплитуды переменных напряжений, подаваемых на сетки предварительных каскадов, как правило, малы (меньше 1 *в*), а значительное смещение лишь ухудшает усилительные свойства лампы, снижая ее крутизну. При излишнем усилении такое ослабление может быть применено умышленно.

2. Слишком малое отрипательное смещение нежелательно, даже если амплитуда напряжения сигнала порядка единиц милливольт, так как при малых отрицательных смещениях сеточный ток еще не исчезает. Ориентировочные значения точек практического исчезновения сеточного тока: —0,6÷—0,7 *в* для ламп со средним коэффициентом усиления μ (6Н8С, 6Н1П) и —0,8÷—1,0 *в* для триодов с большим коэффициентом усиления (6Н9С, 6Н2П).

Учитывая оба эти фактора, оптимальным смещением для лампы каскада УННЧ считают отрицательное напряжение, равное по абсолютной величине сумме напряжений $U_{c.т0}$, при котором исчезает сеточный ток, и амплитуды сигнала $U_{вхm}$, подаваемого на сетку данного каскада. Например, для лампы 6Н2П в первом каскаде УНЧ чувствительностью 0,15 *в*; принимаем точку исчезновения сеточного тока $U_{c.т0}=-1{,}0$ *в* и прибавляем к этой величине (также с отрицательным знаком) амплитуду сигнала на сетке $U_{вхm}=0{,}15$ *в*. Напряжение смещения, округленное в бо́льшую сторону, равно $U_{c1}=-(1{,}0+0{,}15)\approx-1{,}2$ *в*.

Пример.

Дано: $U_{c1}=-1{,}2$ *в*; $I_а=I_к=1{,}5$ *ма*. Находим: $R_к=800$ *ом*.

Сопротивление резистора в цепи эмиттера транзисторной ступени $R_э$ также может быть определено по номограмме на рис. 5-24 (о выборе величины $U_э$ см. § 5-5).

5-11. БЛОКИРОВОЧНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ В ЦЕПЯХ ЭМИТТЕРА ТРАНЗИСТОРА, КАТОДА И ЭКРАНИРУЮЩЕЙ СЕТКИ ЛАМПЫ

Номограмма на рис. 5-25, *а* предназначена для определения емкости блокировочного конденсатора в цепях эмиттера транзистора ($C_э$) и катода лампы ($C_к$), работающих в каскаде УНЧ.

Номограмма построена по приближенной формуле

$$C_к \geqslant \frac{20}{2\pi F_н R_к} \approx \frac{3\cdot10^6}{F_н R_к}, \ мкф$$

для частоты $F_н=100$ *гц* и коэффициента частотных искажений от цепочки $C_кR_к$ (или $R_эC_э$) $M_{н\,к}\approx1{,}015$ ($y_{н.к}=0{,}15$ *дб*). Перевод относительных величин ослабления $M=U_{Fср}/U_{Fн}$ (коэффициента частотных искажений) в децибелы $y=20\lg M$ — см. номограмму на рис. 5-23.

Если необходимо определить емкость $C_к$ для любой другой нижней граничной частоты усилителя $F_н$, полученный по номограмме результат $C_к^{[100]}$ следует умножить на величину

$$a=\frac{100}{F_н}, \text{ т. е. } C_к \geqslant C_к^{[100]} a.$$

Так же определяется емкость блокировочного конденсатора в цепи эмиттера.

Пример 1.

Дано: $F_н=50$ *гц*; $R_к=2\cdot10^3$ *ом*. Находим: $C_к^{[100]}\approx15$ *мкф*; $a=100/50=2$; $C_к=15\cdot2=30$ *мкф*.

Номограмма на рис. 5-25, *б* дает возможность определить емкость блокировочного конденсатора в цепи экранирующей сетки пентода.

Номограмма пригодна для расчета C_{c2} как в каскаде УНЧ, так и в высокочастотных усилительных и преобразовательных каскадах. Номограмма построена по той же упрощенной формуле

$$C_{c2} \geqslant 20/\omega_н R_{c2}.$$

Значения емкости в микрофарадах относятся к низкочастотным каскадам усиления и соответствуют $F_в=100$ *гц*.

Величины емкости в нанофарадах (1 *нф*=1 000 *пф*) относятся к высокочастотным резонансным усилителям и соответствуют $f_0=100$ *кгц*.

При частотах, отличных от указанных, полученный по номограмме результат $C_{c2}^{[100]}$ следует умножить на величину

$$a=\frac{100}{F_н\,[гц]} \text{ или } a=\frac{100}{f_0\,[кгц]}.$$

Нахождение коэффициента *а* (действие деления) удобно производить по номограмме на рис. 3-8.

Пример 2.

Дано: $f_0=465$ *кгц*; $R_{c2}=10$ *ком*.

Находим: $C_{c2}^{[100]}=3$ *нф*=3 000 *пф*; $a=100/465\approx0{,}22$; $C_{c2}\geqslant3\,000\cdot0{,}22\approx660$ *пф*.

Должна быть выбрана стандартная величина емкости $C_{c2}=680$ *пф* (или более).

Если цепь экранирующей сетки лампы питается от делителя, то в качестве R_{c2} необходимо брать величину эквивалентного сопротивления, равного параллельному соединению верхнего и нижнего плеч делителя (расчет параллельного соединения сопротивлений производится по номограмме на рис. 3-14).

Техническая Библиотека Володина В. Я.

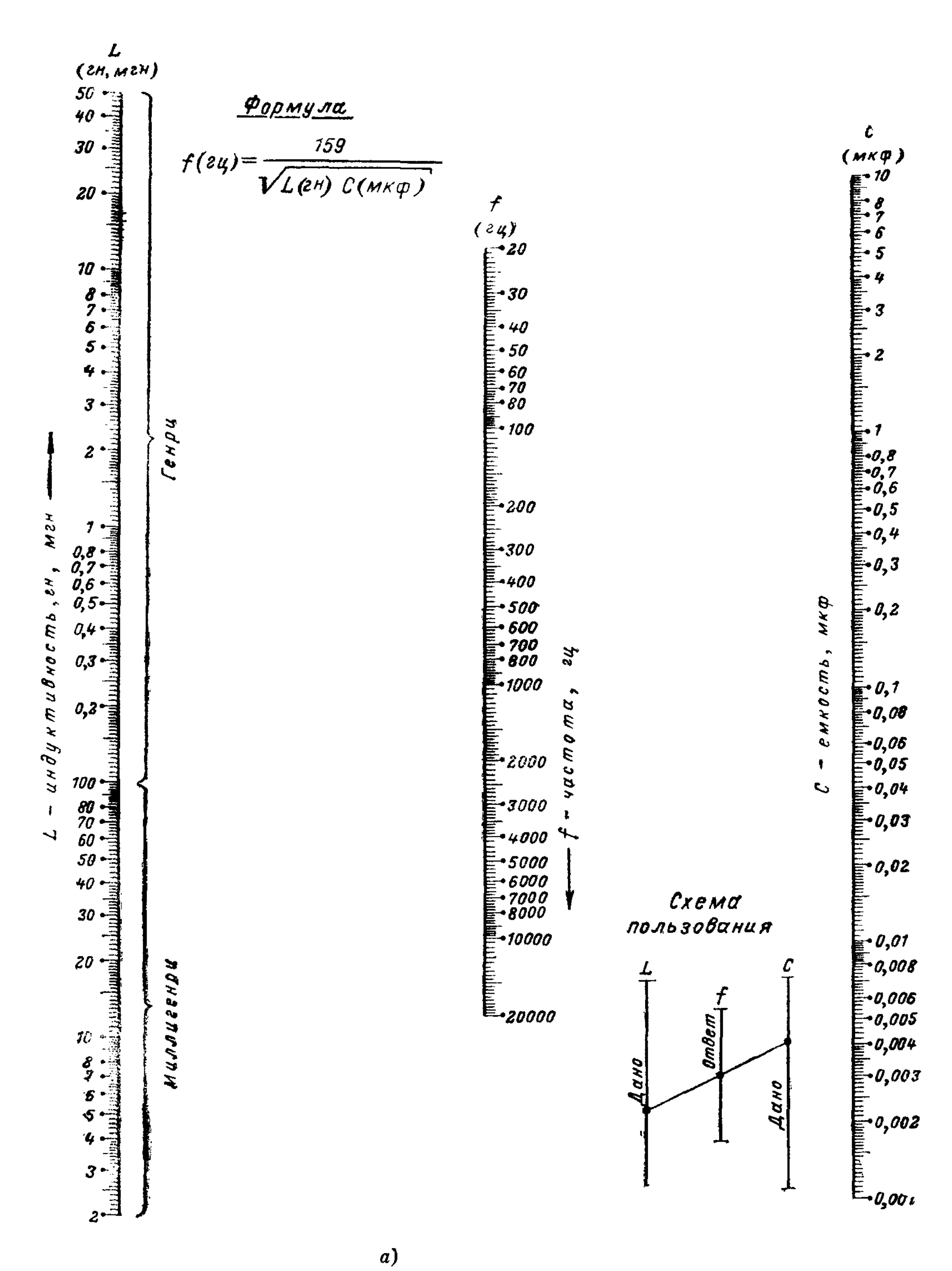
ГЛАВА ШЕСТАЯ

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ РАСЧЕТЫ

6-1. ЧАСТОТА КОЛЕБАНИЙ И ДЛИНА ВОЛНЫ

Связь между частотой колебаний и длиной волны выражается простой формулой $\lambda[м]=\frac{c}{f\,[кгц]}$, где $c=300\,000$ *км/сек* — скорость распространения электромагнитных колебаний в вакууме и воздухе.

Так как число переменных в формуле равно двум, расчетная номограмма может быть построена на одной оси со сдвоенными шкалами. Однако удобно совместить такую номограмму с не менее часто необходимой для



а)

Рис. 6-1. Номограммы для расчета резонансных цепей.

а — низкочастотных (звуковые частоты); *б* — длинноволновых, *в* — средневолновых; *г* — коротковолновых и УКВ.

Формула

$$f(\text{кгц}) = \frac{159000}{\sqrt{L(\text{мкгн})\ C(\text{пф})}}$$

Схема пользования

L — Дано
f λ — ответ
C — Дано

L (мкгн)

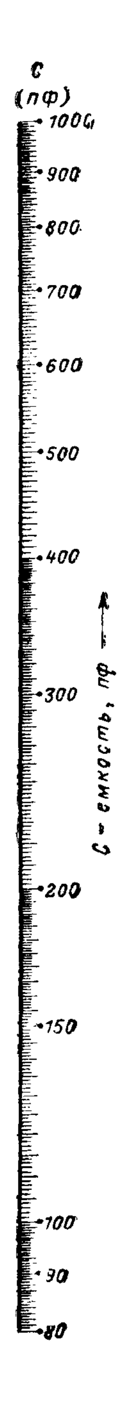
10000, 9000, 8000, 7000, 6000, 5000, 4000, 3000, 2000, 1500, 1000, 900, 800

L – индуктивность, мкгн

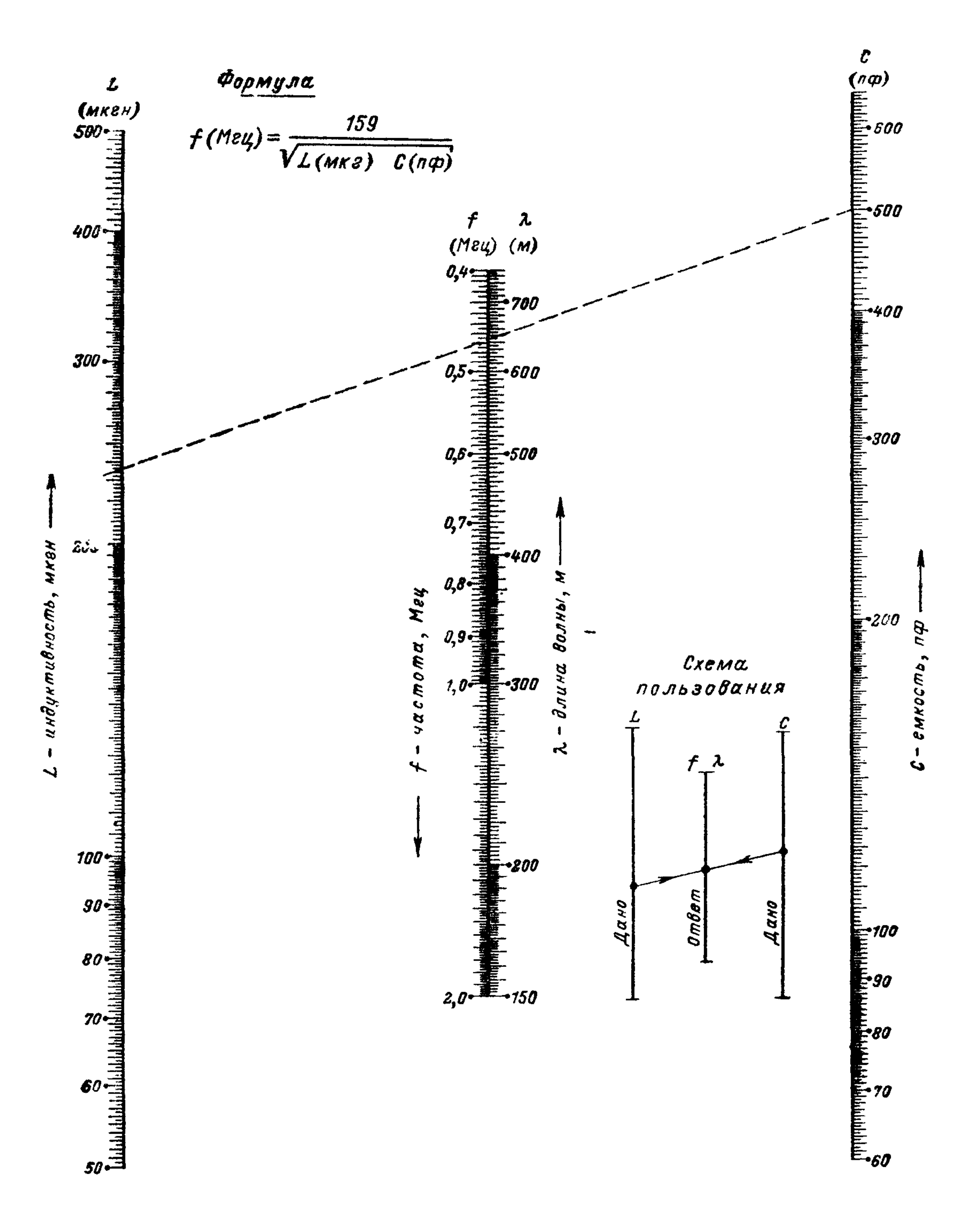
f (кгц)	λ (м)
50	6000
60	5000
70	
	4000
80	
90	
100	3000
150	2000
200	1500
300	1000
	900
	800
400	
	700
500	600
600	500
700	

f – частота, кгц

λ – длина волны, м



б)


Формула
$f(\text{Мгц}) = \dfrac{159}{\sqrt{L(\text{мкг})\ C(\text{пф})}}$
L (мкгн)
L – индуктивность, мкгн
f (Мгц)
λ (м)
f – частота, Мгц
λ – длина волны, м
C (пф)
C – емкость, пф
Схема пользования
Дано
Ответ
Дано
500
400
300
100
90
80
70
60
50
0,4
0,5
0,6
0,7
0,8
0,9
1,0
2,0
700
600
500
400
300
200
150
600
500
400
300
200
100
90
80
70
60

(мкгн)

L — индуктивность, мкгн

60, 50, 40, 30, 20, 10, 9, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1, 0,9, 0,8, 0,7, 0,6, 0,5, 0,4, 0,3, 0,2

Формула

$$f(\text{Мгц}) = \frac{159}{\sqrt{L(\text{мкгн})\ C(\text{пф})}}$$

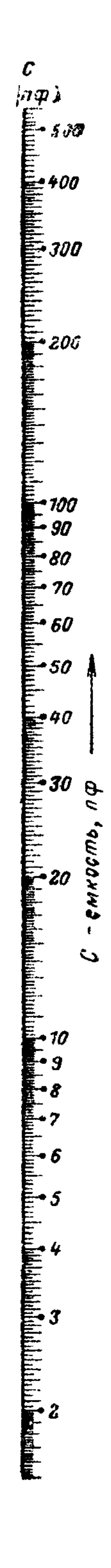
Схема пользования

L — Дано; f λ — Ответ; C — Дано

f (Мгц) λ (м)

f — частота, Мгц: 1,5, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 200, 300

длина волны, м: 200, 100, 90, 80, 70, 60, 50, 40, 30, 20, 10, 9, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1



г)

расчетов номограммой резонансной частоты колебательного контура $f_{рез}=1/2\pi\sqrt{LC}$.

Для повышения точности отсчета по всем шкалам номограмма разбита на отдельные частотные участки, примерно соответствующие диапазонам звуковых частот длинных, средних, коротких и ультракоротких волн. Если необходимо найти лишь порядок величины $f_{рез}$ или $\lambda_{рез}$, можно пользоваться и менее точной обзорной номограммой (см. рис. 6-2).

Номограммы на рис. 6-1 особенно облегчают работу при многократных расчетах $f_{рез}$, C и L, например при измерении (подгонке) индуктивностей на куметре или с помощью высокочастотного генератора, определении собственной емкости катушки методом двух отсчетов и т. п.

Следует учесть, что номограмма на рис. 6-1, *а* предназначена для расчета только последовательного контура, так как на низких частотах в формуле резонансной частоты параллельного колебательного контура должно учитываться активное сопротивление r (см. § 6-2). Если не требуется особой точности (в прикидочных расчетах), этой погрешностью можно пренебречь.

Пример 1.

Дано: $\lambda=1\,580$ *м*. Находим: $f\approx190$ *кгц* (рис. 6-1, *б*).

Пример 2.

Дано: $f_{рез}=465$ *кгц*; $C=500$ *пф*. Находим: $L\approx$ ≈240 *мкгн* (рис. 6-1, *в*).

В табл. 6-1 приведены основные частотные характеристики радиовещательных диапазонов.

Таблица 6-1

Радиовещательные диапазоны

Наименование участка диапазона радиовещания	Граничные частоты $f_{мин} \div f_{макс}$, *Мгц*	Номинальная полоса частот $\Delta f = f_{макс} - f_{мин}$, *кгц*	Средняя частота $f_{ср}=\sqrt{f_{макс} f_{мин}}$, *Мгц*	Относительная полоса $\frac{\Delta f}{f_{ср}}\cdot 100\%$
Длинные волны	0,15—0,408	258	0,248	104
Средние волны	0,525—1,605	1 080	0,916	118
Короткие волны (75 *м*)	3,95—4,0	50	3,975	1,3
» » (49 *м*)	5,95—6,2	250	6,075	4,1
» » (41 *м*)	7,1—7,3	200	7,2	2,8
» » (31 *м*)	9,5—9,775	275	9,638	2,9
» » (25 *м*)	11,7—11,975	275	11,838	2,3
Ультракороткие волны	66—73*	7 000	69,5	10,1
» »	76—100**	24 000	87,0	27,6
» »	87,5—100***	12 500	93,5	13,4
» »	88—108	20 000	95,0	21,0

* Советский стандарт.
** Американский стандарт.
*** Европейский стандарт.

6-2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА

Номограмма на рис. 6-2 предназначена для определения основных параметров параллельного и последовательного колебательных контуров: резонансной частоты $f_{рез}$ или длины волны $\lambda_{рез}$, добротности Q или затухания d, волнового ρ и эквивалентного $R_э$ сопротивлений.

Левая часть номограммы (шкалы C, $f_{рез}$, L) построена по известной формуле Томсона $f_{рез}=1/2\pi\sqrt{LC}$, которая получается из условия равенства при резонансе реактивных сопротивлений.

$$X_C=X_L=\rho=\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Формула Томсона совершенно точна для реального последовательного контура при любой резонансной частоте. Для реального параллельного контура она приближенно точна на высоких частотах ($f>100$ *кгц*) при малом активном сопротивлении r катушки индуктивности. Ошибка в этом случае составляет очень небольшую величину, порядка сотых долей процента и менее.

На частотах ниже 100 *кгц*, в особенности на низких (звуковых) частотах, следует пользоваться для точных расчетов резонансной частоты параллельного контура формулой

$$f_{рез}=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC}-\left(\frac{r}{2L}\right)^2}.$$

За счет активного последовательного сопротивления r, входящего в числитель дроби $(r/2L)^2$, резонансная частота, найденная по последней формуле, будет ниже, чем это следует из формулы Томсона.

Правая часть номограммы на рис. 6-2 (шкалы ρ, r, d, Q, R) дает возможность определять добротность Q

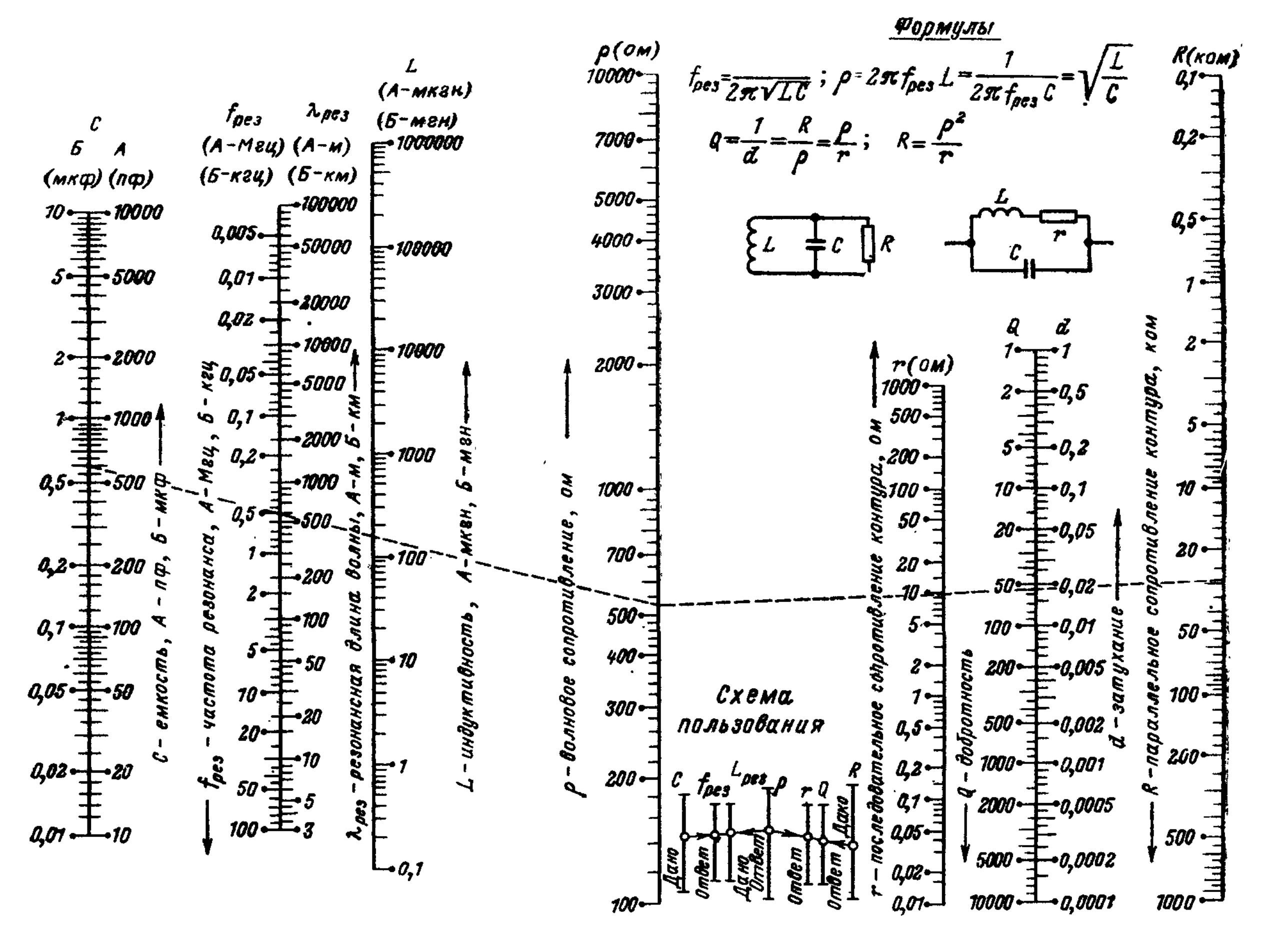


Рис. 6-2. Номограмма для расчета основных параметров колебательных контуров.

и затухание d, находить характеристическое ρ и резонансное $R_э$ сопротивления контура, пересчитывать параллельное (шунтирующее) сопротивление R в последовательное r.

Как известно, величина добротности Q показывает, во сколько раз напряжение на индуктивности (емкости) в последовательном контуре или ток в одной из ветвей параллельного контура больше при резонансе напряжения или тока источника;

$$Q_{посл}=\frac{U_L}{U}=\frac{U_C}{U}; \quad Q_{пар}=\frac{I_L}{I}=\frac{I_C}{I}.$$

У колебательных контуров, применяемых в радиоприемных устройствах, величина добротности лежит в пределах $Q=20\div200$, что соответствует затуханию $d=0{,}005\div0{,}05$.

От величины добротности зависит эквивалентное резонансное сопротивление параллельного контура, равное

$$R_э=Q\rho=Q\sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Это чисто активное (только при резонансе) сопротивление во много раз превышает омическое сопротивление провода катушки контура, измеренное на постоянном токе, например омметром тестера. Именно эквивалентное сопротивление $R_э$ и является нагрузочным в резонансных усилителях на электронных лампах и транзисторах.

Зная $R_э$, легко найти коэффициент усиления каскада ВЧ или ПЧ (см. § 5-8).

Еще один вывод, вытекающий из формулы эквивалентного сопротивления колебательного контура, — это то, что для получения высокого $R_э$ на заданной частоте небезразлично, какие значения индуктивности L и емкости C составляют колебательный контур. Чем больше индуктивность катушки и меньше емкость конденсатора, тем выше (при одном и том же сопротивлении потерь r) эквивалентное сопротивление контура.

Существенное влияние оказывают на величину добротности параллельного контура, а следовательно, и на $R_э$ сопротивление потерь r, внутреннее сопротивление источника (лампы, транзистора) R_i и другие шунтирующие контур сопротивления $R_ш$. Последовательное сопротивление r, снижающее добротность, можно в случае необходимости пересчитать в параллельное $R_ш$ и наоборот: $R_ш=\rho^2/r$ (этот расчет производится по номограмме на рис. 6-2). По своему влиянию на добротность контура пересчитанные сопротивления r и $R_ш$ будут равнозначны.

Внутреннее сопротивление источника R_i и другие сопротивления $R_ш$, включенные параллельно контуру

(по переменному току), например сопротивление утечки сетки R_c лампы следующей ступени (рис. 6-3, *а*) или входное сопротивление транзистора $R_{вх}$, ухудшают добротность контура: чем меньше R_i и $R_ш$, тем ниже эквивалентная добротность $Q_э$:

$$Q_э = \frac{\rho}{r + \rho^2/R_ш + \rho^2/R_i} = \frac{Q_0}{1 + R_э/R'_ш},$$

где $R'_ш$ — приведенное (эквивалентное) шунтирующее сопротивление, равное $R_{общ}$ для всех параллельно соединенных сопротивлений (см пример 2).

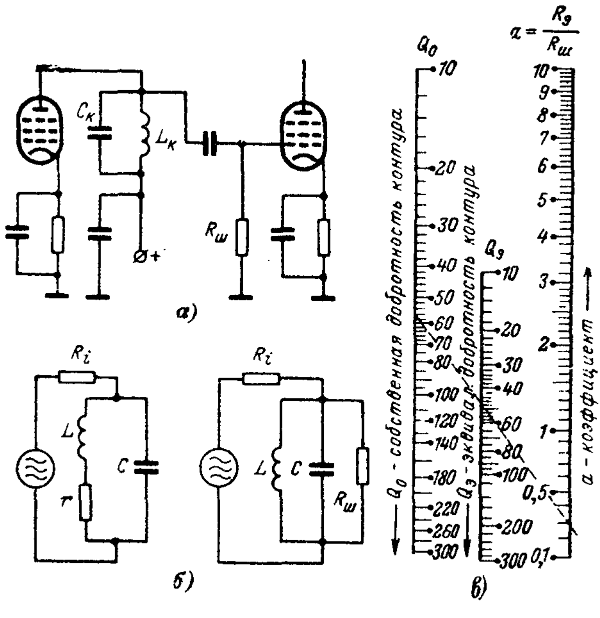


Рис. 6-3. Колебательный контур с шунтирующими сопротивлениями

а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема; *в* — расчетная номограмма.

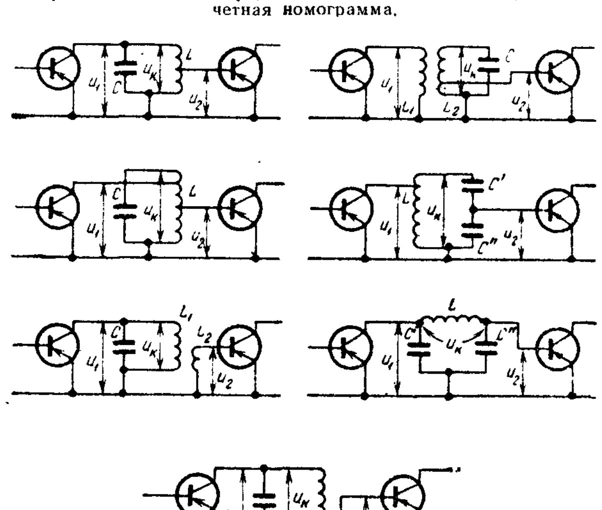


Рис. 6-4. Схемы включения колебательных контуров в транзисторных каскадах.

Влияние шунтирующих сопротивлений на добротность контура можно оценить по номограмме на рис. 6-3, *в*, найдя предварительно коэффициент $a = R_э/R'_ш$. Если шунтирующих сопротивлений несколько, необходимо найти по номограмме на рис. 3-14 результирующее $R_{общ}$ при их параллельном соединении.

Пример 1.

Дано: $C=590$ *пф*; $L=160$ *мкгн*; $Q=55$.

Находим: $f \approx 520$ *кгц* ($\lambda \approx 575$ *м*); $r \approx 10$ *ом*; $d \approx 0{,}018$; $R_э \approx 28$ *ком*.

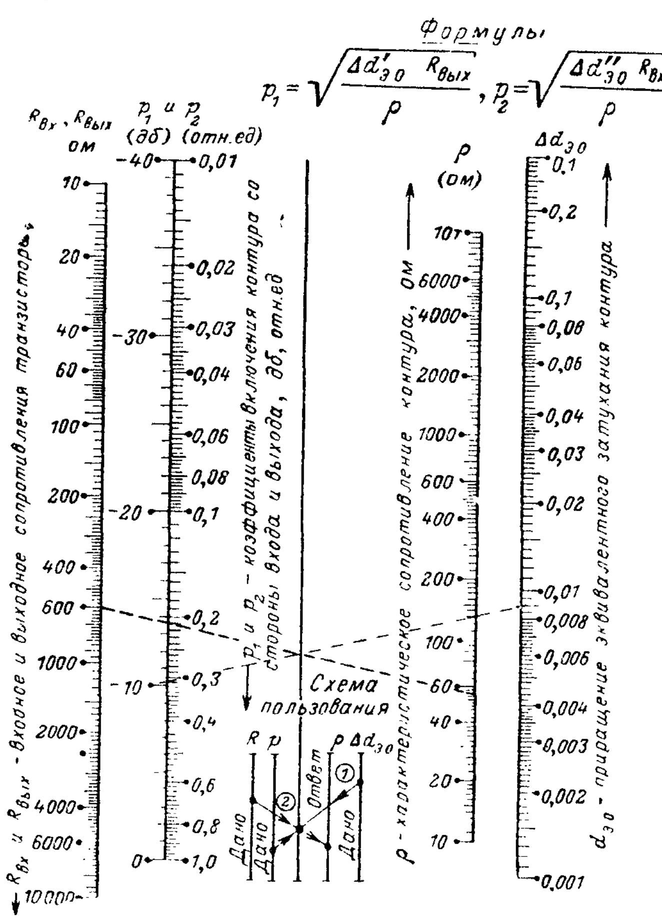


Рис. 6-5. Номограмма для расчета коэффициентов включения контура в транзисторном каскаде.

Пример 2.

Дано $R_э=28$ *ком*, $Q_0=55$; $R_i=300$ *ком*; $R_ш=150$ *ком*

Находим: $R_ш=100$ *ком* (по номограмме на рис. 3-14); $a=R_э/R_ш \approx 0{,}28$; $Q_э \approx 43$ (по номограмме на рис. 6-3, *в*)

Так как входное сопротивление обычного транзисторного каскада очень мало по сравнению со средней величиной $R_э$, полное включение контура в цепь базы транзистора привело бы к резкому снижению добротности эквивалентного резонансного сопротивления контура. Это в свою очередь вызвало бы уменьшение усиления каскада и, кроме того, расширение полосы пропускания, что в узкополосных усилителях очень неже-

лательно. По этой причине колебательный контур всегда включается со стороны входа транзистора частично, т. е. отводом (рис. 6-4). При таком включении контура шунтирующее действие на него входного сопротивления транзистора снижается в $(w_к/w_{отв})^2$ раз.

Номограмма на рис. 6-5 предназначена для определения коэффициентов включения контура со стороны входа p_1 и выхода p_2 транзисторной усилительной ступени. Коэффициенты включения находят по заданному характеристическому сопротивлению контура ρ (см. рис. 6-2), входному и выходному сопротивлениям транзистора и допустимому увеличению затухания контура $\Delta d_{э0}$.

Если входная и выходная цепи транзистора будут вносить в контур одинаковые затухания, то

$$\Delta d'_{э0} = \Delta d''_{э0} = 0,5\left(d_э - d_0\right),$$

где d_0 — собственное затухание контура; $d_э$ — эквивалентное затухание (с учетом всех шунтирующих контур сопротивлений).

Обычно наибольшее затухание вносит входная цепь транзистора ($\Delta d'_{э0}$). Поэтому можно принять $\Delta d''_{э0} \approx \approx 0$; $p_2 \approx 1$. В тех случаях, когда необходимо увеличить добротность контура, т. е. сузить полосу его пропускания, следует выбирать меньшие значения p_1 и p_2. При этом уменьшаются вносимые в контур затухания $\Delta d'_{э0}$ и $\Delta d''_{э0}$. Если желательно значительно расширить полосу пропускания, контур включают во входную цепь транзистора полностью (без отвода) и даже шунтируют дополнительным сопротивлением. В транзисторных каскадах следует учитывать влияние на контур и других резисторов, обеспечивающих режим ступени по постоянному току, например делителя в цепи базы (см. стр. 74).

Пример 3.

Дано: ρ=55 *ом*; $R_{вх} \approx 600$ *ом*; $d_0=0{,}013$; $d_э=0{,}024$.

Находим: $\Delta d'_{э0} = d_э - d_0 = 0{,}009$; по номограмме на рис. 6-5 определяем: $p_1 \approx 0{,}31$.

6-3. ПОЛОСА ПРОПУСКАНИЯ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА

Номограмма на рис. 6-6 предназначена для расчета полосы пропускания колебательного контура в зависимости от его резонансной частоты $f_{рез}$ и добротности Q.

Резонансные свойства колебательного контура, т. е. его способность увеличивать напряжение или ток в резонансной цепи по сравнению с напряжением или током в цепи источника, тесно связаны с избирательной способностью контура — выделением определенной частоты (точнее, группы или полосы частот) из подводимого сигнала с широким спектром. Изображенная на номограмме кривая называется частотной характеристикой или резонансной кривой колебательного контура. Как показывает эта зависимость, напряжение на параллельном контуре или ток в последовательном в некоторой области частот достаточно велики, а на резонансной частоте максимальны. С удалением от $f_{рез}$ напряжение на контуре или ток в нем падает.

При определенных схемах включения колебательный контур может подавлять (вырезáть) заданные частоты, на которые он настроен, пропуская все остальные. На этом принципе основана работа режекторных фильтров.

За полосу частот, выделяемых или пропускаемых колебательным контуром, принимают интервал частот, внутри которого напряжение падает не более чем на 30% максимального значения, принятого за единицу или 100%.

Две частоты, при которых резонансная кривая пересекает уровень $0{,}7 I_{макс}$ (горизонтальную прямую), называются граничными. Уровень $0{,}707\, I_{макс} = I_{макс}/\sqrt{2}$ соответствует половинной мощности в контуре относительно мощности при резонансе. Разность между большей из них (верхней граничной f_2) и меньшей (нижней граничной f_1) составляет полную ширину полосы про-

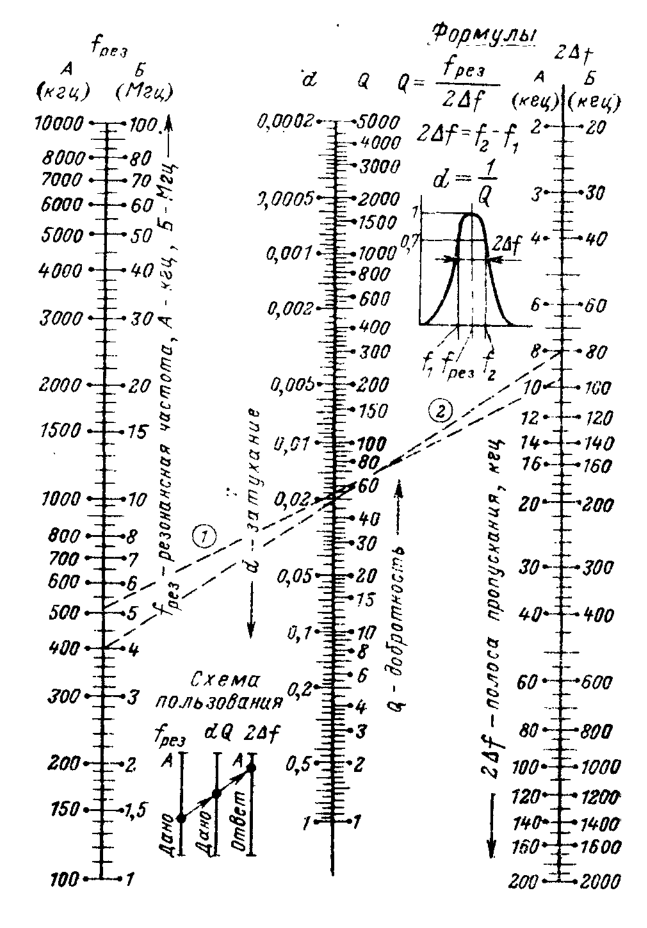


Рис. 6-6. Номограмма для расчета полосы пропускания колебательного контура.

пускания контура $f_2 - f_1 = 2\Delta f_{0,7}$ или просто $2\Delta f$ (иногда обозначается $П_{0,7}$). Так как оба склона резонансной кривой, как правило, симметричны, часто рассматривают половину полосы пропускания, т. е.

$$\Delta f = \frac{f_2 - f_1}{2}.$$

Полоса пропускания зависит как от резонансной частоты контура, так и от величины его добротности:

$$2\Delta f = f_{рез}/Q.$$

Чем больше $f_{рез}$, тем шире полоса пропускания при постоянной добротности. Этим объясняется тот факт, что входные контуры КВ диапазонов радиоприемников не могут осуществлять отстройку соседних станций, т. е. имеют низкую избирательность по соседнему каналу.

Например, на частоте 12 *Мгц* (25 *м*) контур с относительно высокой добротностью ($Q=100$) имеет ши-

рину полосы $2\Delta f=120$ *кгц*. Если учесть, что на коротких волнах радиовещательные станции занимают каждая полосу частот 9 *кгц*, то рассматриваемый контур будет одновременно пропускать на вход приемника сигналы более десяти станций. Входные контуры длинноволнового диапазона, напротив, не должны обладать значительной добротностью, так как это вызывает срезание части передаваемой станцией полосы частот. Например, на частоте 200 *кгц* контур с той же добротностью ($Q=100$) пропускает полосу частот всего лишь 2 *кгц*, чего совершенно недостаточно для удовлетворительного воспроизведения радиовещательной передачи.

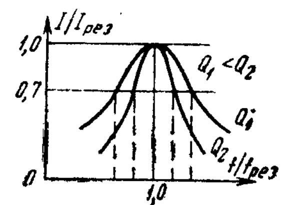


Рис. 6-7. Обобщенная форма резонансной кривой.

С уменьшением добротности контура его резонансная кривая становится более пологой, полоса пропускания увеличивается, избирательные свойства ухудшаются.

Для сравнения резонансных кривых двух и более контуров или одного и того же контура при различных значениях добротности (например, при изменениях $R_ш$) характеристики изображают в относительном масштабе (рис. 6-7): на вертикальной шкале откладывают не измеряемую величину (ток, напряжение или сопротивление), а ее отношение к максимальному значению при резонансе:

$$I/I_{рез};\quad U_к/U_{рез};\quad z_э/z_{э.рез}.$$

На частоте резонанса эти отношения равны единице, а с удалением от $f_{рез}$ числитель дроби уменьшается при неизменном знаменателе. Таким образом, получают шкалу отношений или процентов (если умножить все значения на 100). Границы полосы пропускания всегда отмечены на относительных шкалах значением 0,7, т. е. 70% максимальной величины.

На шкале частот также откладываются относительные значения $f/f_{рез}$.

Частотные характеристики, построенные в таком масштабе, называются обобщенными или нормированными и часто приводятся в радиотехнической литературе.

Пример 1.

Дано: $f_{рез}=520$ *кгц*; $Q=55$. Находим: $2\Delta f\approx 9{,}5$ *кгц* по номограмме на рис. 6-6. По этой же номограмме легко определить добротность контура при экспериментально найденных граничных частотах.

Пример 2.

Дано: $f_{рез}=4$ *Мгц*; $f_1=3\,960$ *кгц*; $f_2=4\,040$ *кгц*. Находим: $2\Delta f=f_2-f_1=80$ *кгц*; $Q=50$.

6-4. ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА

Номограмма на рис. 6-8 предназначена для определения ослабления сигнала при взаимной расстройке колебательного контура и генератора.

Избирательность — это способность колебательного контура пропускать (выделять) сигналы нужной радиостанции с частотой f_c и не пропускать (подавлять) мешающие сигналы с отличающейся частотой $f_{пом}$.

Количественно избирательность показывает, во сколько раз ослабляет контур мешающий сигнал $f_{пом}$ при определенной расстройке (генератора, радиостанции) относительно резонансной частоты контура $f_{рез}$: $U_{рез}/U$ или $U/U_{рез}$.

Таким образом, чем круче склоны резонансной кривой, тем меньше напряжение, создаваемое на контуре помехой с частотой, отличной от $f_{рез}$, и тем выше избирательность контура или системы контуров. С увеличением числа контуров в усилителе ВЧ или ПЧ его избирательность возрастает, так как коэффициенты ослабления всех контуров перемножаются (в децибелах — суммируются). Поэтому если один контур ослабляет какую-либо частоту в n раз, то два одинаковых контура, настроенных в резонанс, ослабляют ее в n^2, а три — в n^3 и т. д.

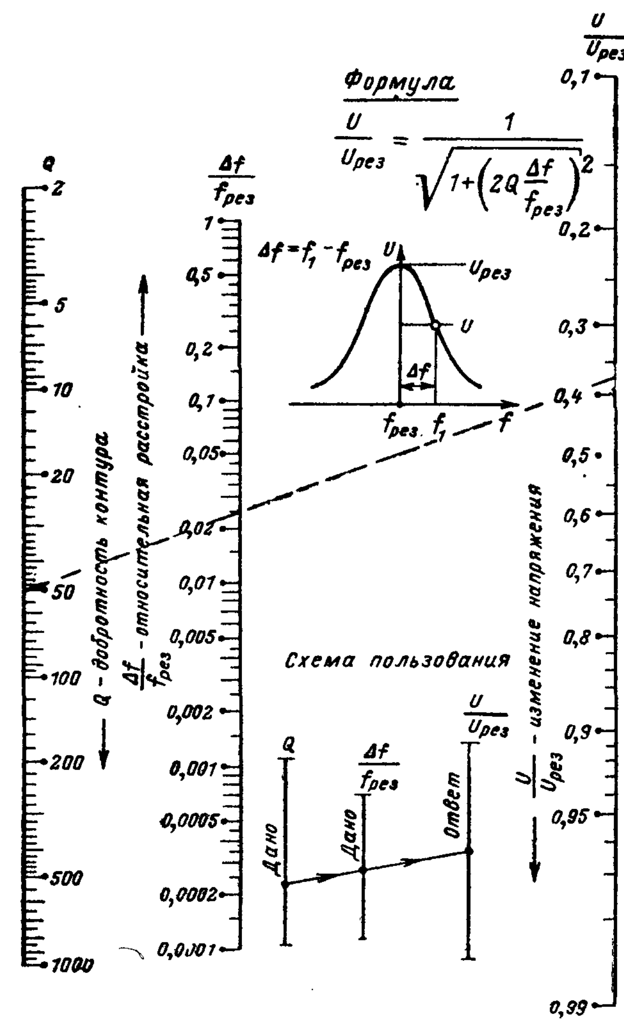


Рис. 6-8. Номограмма для определения избирательности колебательного контура.

Пример 1.

Дано: $f_{рез}=4$ *Мгц*; $f_1=4{,}1$ *Мгц*; $Q=50$. Находим: $\Delta f=0{,}1$ *Мгц*; $\Delta f/f_{рез}=0{,}025$; $U/U_{рез}\approx 0{,}37$.

По номограмме на рис. 6-9 можно оценить избирательность и полосу пропускания УВЧ с несколькими одиночными контурами ΔF_n. То, что контуры разделены лампами или транзисторами, не изменяет результирующей избирательности системы.

Пример 2.

Дано: $f_{рез}=4$ *Мгц*; $f_1=4{,}1$ *Мгц*; $Q=50$; $n=3$.

Находим: $\Delta F_n=40$ *кгц*; $\Delta f=f_1-f_{рез}=0{,}1$ *Мгц*; $U_{рез}/U_{\Delta f}\approx 20$ или 26 *дб*.

6-5. КОЭФФИЦИЕНТ ПРЯМОУГОЛЬНОСТИ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА

Номограмма на рис. 6-10 предназначена для определения коэффициента прямоугольности $K_п$, характеризующего форму резонансной кривой колебательного контура или системы контуров. По ней же, зная число и вид колебательных контуров, а также режим их настройки, можно определить полосу пропускаемых частот на некоторых уровнях отсчета (0,1 и 0,01).

Радиовещательная (а также телевизионная) передача с амплитудной модуляцией хотя и ведется на определенной несущей частоте $f_{нес}$, содержит довольно широкую полосу (спектр) частот, которая образуется при модуляции несущей высокой частоты звуковыми частотами от $F_н=60$ *гц* до $F_в=6{,}5$ *кгц* (для передачи изображения $F_н\approx 25$ *гц*; $F_в=6$ *Мгц*). Приведенные цифры соответствуют высококачественной радиопередаче, ведущейся на длинных и средних волнах. На коротких волнах в связи с большой плотностью станций в этом диапазоне верхняя звуковая (модулирующая) частота обычно не превосходит $F_в=4{,}5$ *кгц*. Полученные в результате модуляции частоты от $f_{нес}-F_в$ до $f_{нес}-F_н$ и от $f_{нес}+F_н$ до $f_{нес}+F_в$ располагаются по обе стороны от несущей и носят название нижней и верхней боковых полос (рис. 6-11). Обе полосы содержат совершенно одинаковый набор модулирующих частот, т. е. несут одну и ту же информацию. Для радиоприема в принципе достаточно одной боковой полосы, но так как подавление второй связано с некоторыми трудностями, этот метод (называемый SSB) применяется пока только для специальных видов радиопередач — служебных и любительских [1].

Как видно из рис. 6-11, ближе к несущей частоте $f_{нес}$ находятся частоты $f_{нес}-F_н$ и $F_{нес}+F_н$, содержащие низкочастотные составляющие напряжения звуковой частоты, а дальше от нее $f_{нес}-F_в$ и $f_{нес}+F_в$, связанные с высокочастотными составляющими. Для неискаженного звуковоспроизведения все передаваемые частоты должны усиливаться пропорционально без относительных изменений их амплитуд. Если рассмотренный спектр частот передающей радиостанции с одинаковыми амплитудами пропустить через контур с высокой добротностью, настроенный на $f_{нес}$, то частоты $f_{нес}-F_н$ и $f_{нес}+F_н$, расположенные рядом с несущей, дадут на выходе контура большее напряжение, а лежащие дальше от нее $f_{нес}-F_в$ и $f_{нес}+F_в$ будут ослаблены. Следовательно, резонансный контур вносит в усиливаемый сигнал частотные искажения, причем тем бо́льшие, чем острее его резонансная кривая и шире полоса принимаемых частот.

Чтобы полностью устранить частотные искажения, необходимо иметь частотную характеристику в форме прямоугольника, охватывающего весь спектр передачи. Кривая такого вида называется идеальной и практически не может быть получена.

Для оценки формы резонансной кривой по степени ее приближения к прямоугольной (идеальной) применяют коэффициент $K_п$, равный отношению ширины полосы пропускания контура или системы контуров на уровне 0,1 или 0,01 к ширине полосы пропускания того же контура (или системы) на уровне 0,7. Таким образом, коэффициент прямоугольности показывает, во сколько раз нормальная полоса пропускания контура (на уровне 0,7) у́же полосы, взятой на уровне, где мешающий сигнал ослабляется в 10 или 100 раз (рис. 6-12, *а*):

$$K_{п0,1}=\frac{2\Delta f_{0,1}}{2\Delta f_{0,7}}=\frac{\Delta f_{0,1}}{\Delta f_{0,7}}\ \text{или}\ K_{п\,0,01}=\frac{\Delta f_{0,01}}{\Delta f_{0,7}}.$$

Чем ближе коэффициент прямоугольности к единице, тем лучше форма резонансной кривой, так как это означает, что склоны кривой мало расходятся ниже уровня 0,7. Коэффициент прямоугольности $K_п$ не зависит от параметров контуров, а только от их числа и степени связи (или взаимной расстройки). Одиночный контур, например, имеет следующие значения коэффициентов прямоугольности: $K_{п0,1}=10$; $K_{п0,01}=100$ (табл. 6-2). Эти цифры свидетельствуют о том, что резонансная кривая одиночного контура очень далека от прямоугольной формы и, следовательно, такой контур вносит большие частотные искажения в усиливаемый спектр. Если в приемнике имеются два одиночных не связанных контура, например разделенные лампой, и оба они настроены в резонанс, то коэффициент прямоугольности всей системы становится значительно меньше: $K_{п0,1}=4{,}8$ и $K_{п0,01}=16$, т. е. с увеличением числа контуров, результирующая резонансная кривая улучшается (приближается к прямоугольной). Это объясняется тем, что каждый из контуров вносит определенное ослабление на частотах, расположенных в стороне от резонансной. Если один контур ослабляет какую-либо частоту в n раз, то два одинаковых контура, настроенных в резонанс, ослабляют ее в n^2, а три — в n^3 раз и т. п. При построении результирующих частотных характеристик нескольких контуров или резонансных усилительных каскадов индивидуальные частотные характеристики перемно-

Рис. 6-9. Номограмма для расчета избирательности усилителя.

[1] В телевидении нижняя боковая полоса частично подавлена.

Техническая Библиотека Володина В. Я.

жаются, т. е. перемножаются их ординаты (значения по вертикальной шкале) для одних и тех же частот. По точкам, полученным в результате перемножения, строят новую кривую. Поэтому склоны результирующей кривой становятся значительно круче, а коэффициент прямоугольности — меньше.

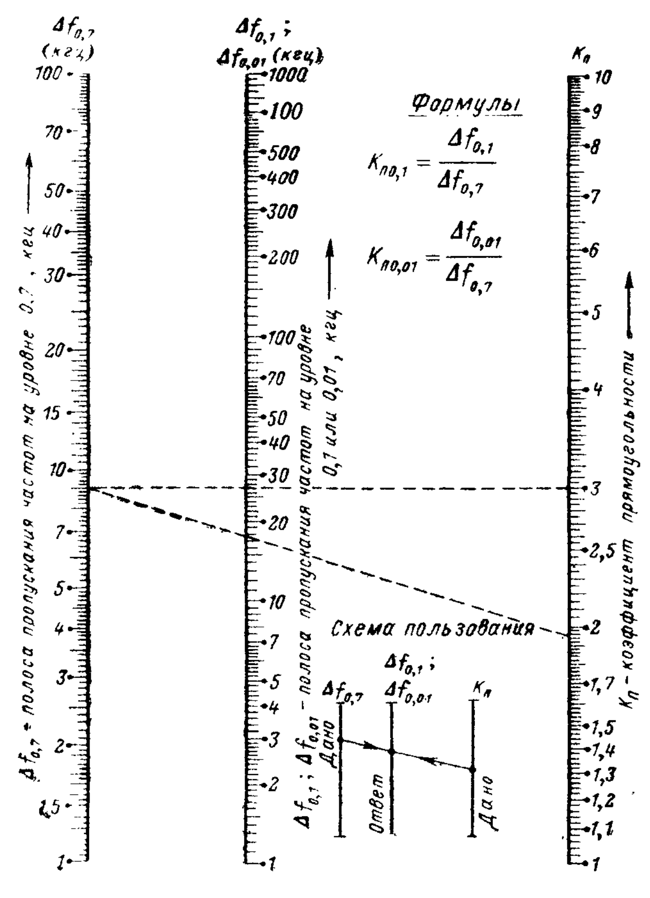


Рис. 6-10. Номограмма для определения коэффициента прямоугольности колебательного контура.

Кроме обычной резонансной характеристики (рис 6-12, *б*), часто можно встретить ее перевернутое изображение, называемое кривой ослабления (рис. 6-12, *в*). Для того чтобы показать на одном и том же графике уровни 0,7; 0,1 и 0,01, кривые обоих типов вычерчивают в логарифмическом масштабе по вертикальной оси, а величину ослабления указывают в логарифмических единицах — децибелах (см. § 2-3).

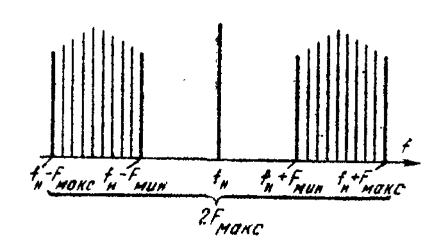


Рис. 6-11. Спектр частот радиовещательной станции.

Пример.

Дано: УПЧ радиоприемника содержит три двухконтурных фильтра с критической связью между контурами ($\beta_{св}=1$); $\Delta f_{0,7}=9$ *кгц*.

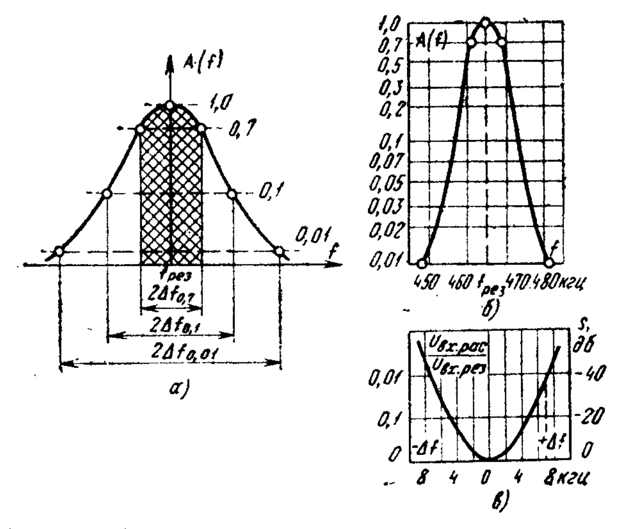


Рис. 6-12. Резонансные кривые колебательного контура.

а — отсчет полосы пропускания; *б* — изображение в логарифмическом масштабе; *в* — перевернутое изображение — кривая ослабления.

Находим: $K_{п0,1}=1{,}95$; $K_{п0,01}=3{,}0$ (из табл. 6-2); $\Delta f_{0,1}\approx 17{,}5$ *кгц*; $\Delta f_{0,01}\approx 27$ *кгц* (по номограмме на рис. 6-10).

6-6. СВЯЗАННЫЕ КОНТУРЫ

Номограмма на рис. 6-13 служит для расчета элемента связи двух колебательных контуров — взаимоиндуктивности M или емкости $C_{св}$.

В радиотехнических схемах часто встречаются два (реже три-четыре) контура, связанные между собой и образующие единую колебательную систему. Такие системы выполняют роль трансформаторов высокой и промежуточной частот, фильтров различного рода и назначения, цепей сосредоточенной избирательности (селекции) и пр.

Связанные контуры, входящие в систему, оказывают определенное влияние друг на друга, и характеристики системы в целом отличаются от индивидуальных характеристик ее контуров. В одних случаях это различие мало, например при слабой связи между контурами, в других у системы появляются совершенно новые частотные свойства: горбы и провалы между ними (при сильной связи).

По характеру (виду) связи различают индуктивную (трансформаторную и автотрансформаторную, рис. 6-14, *а, б*), емкостную (внешнюю и внутреннюю, рис. 6-14, *в, г*) и активную (рис. 6-4, *д*) связи. Возможны также комбинированные виды связи, например индуктивно-емкостная (рис. 6-14, *е*). По степени связи различают слабую, критическую и сильную, а иногда еще очень слабую и очень сильную связи (см. § 3-13).

При достаточном взаимном удалении контуров взаимное влияние их очень мало и сигнал проходит через

Таблица 6-2

Коэффициенты прямоугольности избирательных систем

№ варианта	Схема	Режим настройки	Число каскадов, содержащих колебательные контуры, n					
			1	2	3	4	5	6
1	Одноконтурная (в каждой усилительной ступени по одному контуру)	Все контуры в резонансе $K_{п0,1}$ $K_{п0,01}$	10 100	4,8 16,0	3,75 9,0	3,4 7,0	3,2 6,1	3,1 5,6
2		Контуры расстроены попарно $K_{п0,1}$ ($\beta = \beta_{р.макс}$) $K_{п0,01}$	— —	2,32 7,05	— —	1,67 2,85	— —	1,54 2,22
3		Контуры настроены на три частоты $K_{п0,1}$ ($\beta_р = \beta_{р.макс}$) $K_{п0,01}$	— —	— —	1,54 3,0	— —	— —	1,28 1,73
4	Двухконтурная	Связь меньше критической $K_{п0,1}$ ($\beta_{св} = 0,5$) $K_{п0,01}$	4,1 13,3	3,0 5,9	2,7 4,6	2,61 4,15	2,6 4,0	2,59 3,89
5		Связь критическая $K_{п0,1}$ ($\beta_{св} = 1$) $K_{п0,01}$	3,2 10,0	2,2 4,0	1,95 3,0	1,85 2,7	1,78 2,5	1,76 2,4
6		Связь максимально допустимая $K_{п0,1}$ ($\beta_{св} = \beta_{св.макс}$) $K_{п0,01}$	2,32 7,05	1,67 2,85	1,54 2,22	1,48 1,98	1,45 1,85	1,43 1,79
7	Смешанная	Одинаковое число двухконтурных и одноконтурных каскадов $K_{п0,1}$ ($\beta_{св} = \beta_{св.макс}$) $K_{п0,01}$	— —	1,54 3,0	— —	1,28 1,73	— —	1,22 1,5

Примечание. В вариантах 1, 4 и 5 резонансная кривая одногорбая, в вариантах 2 и 6 — двугорбая, в вариантах 3 и 7 — трехгорбая. Величина $\beta_р$ — параметр расстройки: $\beta_р = \frac{f_{рез1} - f_{рез2}}{2d_э f_{ср}}$

систему, как через два независимых контура, например разделенных лампой. Этот случай называется слабой связью (рис. 6-15, кривые *1* и *2*). Результирующая резонансная кривая системы имеет приблизительно такой

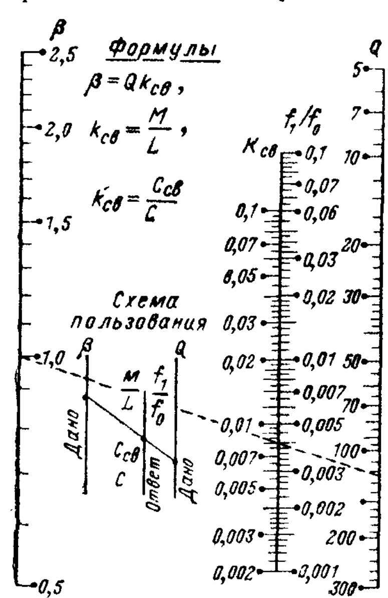


Рис. 6-13. Номограмма для расчета элемента связи двух колебательных контуров.

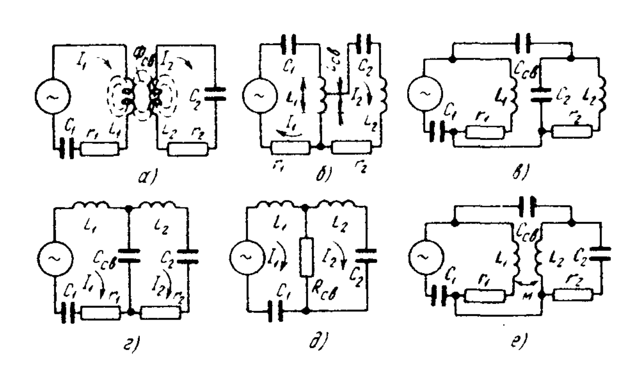


Рис. 6-14. Виды связи между контурами.

а — трансформаторная; *б* — автотрансформаторная; *в* — внешняя емкостная; *г* — внутренняя емкостная; *д* — активная (кондуктивная); *е* — индуктивно-емкостная.

же вид, как у одиночного контура, но ее ширина на уровне 0,7 (полоса пропускания $2\Delta f$) меньше, чем у каждого из связанных контуров. Например, для двух одинаковых контуров при $K_{св} = 0,1d$ полоса пропускания системы составляет

$$2\Delta f = \frac{0,65 f_{рез}}{Q} = 0,65 f_{рез}\, d,$$

где Q — добротность контура; d — затухание контура.

Амплитуда напряжения резонансной частоты на втором контуре, определяемая передачей энергии из перво-

го, будет тем меньше, чем дальше друг от друга находятся связанные контуры[1]. По мере сближения контуров все бо́льшая часть магнитного потока первого контура сцепляется с витками второго и напряжение на выходе системы растет на частоте $f_{рез}$ (кривая *3* на рис. 6-15), а при дальнейшем сближении контуров

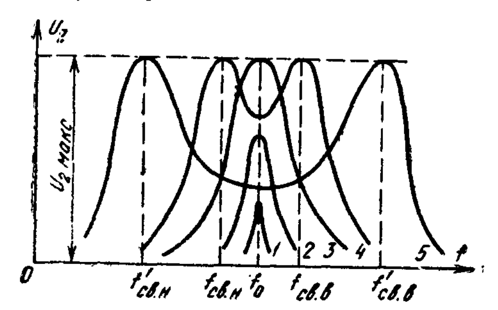


Рис. 6-15. Резонансны кривые связанных контуров.

1, 2 — слабая связь; *3* — критическая связь; *4, 5* — сильная связь.

начинает падать (кривые *4* и *5*). Положение контуров, при котором напряжение U_2 максимально, соответствует критической связи. Это происходит при коэффициенте связи, равном (для двух одинаковых контуров) $k_{св}=1/Q=d$ и полосе пропускания $2\Delta f=\frac{1,41 f_{рез}}{Q}=1,41 f_{рез} d$.

В этом случае вершина резонансной кривой более полога (см. рис. 6-15, кривая *3*), чем у одиночного контура, а полоса пропускания в 2 раза шире. В то же время избирательность системы оказывается выше, чем у двух независимых контуров: коэффициент прямоугольности одной пары контуров при критической связи равен $K_{п0,1}=3,2$, а для двух одиночных контуров, настроенных в резонанс, $K_{п0,1}=4,8$. Коэффициент прямоугольности в связанной системе всегда меньше, чем у тех же отдельно взятых контуров.

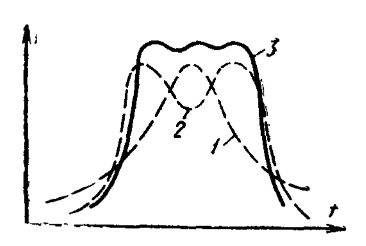


Рис. 6-16. Резонансные кривые усилителей.

1 — с одиночным контуром; *2* — с полосовым фильтром при сильной связи; *3* — результирующая.

Второе явление, которое возникает за счет вносимого в первый контур реактивного сопротивления (индуктивного или емкостного влияния со стороны второго контура), приводит к появлению в системе двух новых резонансных частот, кроме собственной f_0. Причем в одном случае реактивное сопротивление входит с положительным знаком и частота контура уменьшается, а в другом — с отрицательным и, следовательно, его частота увеличивается. Новые резонансные частоты контуров системы называются частотами связи и могут

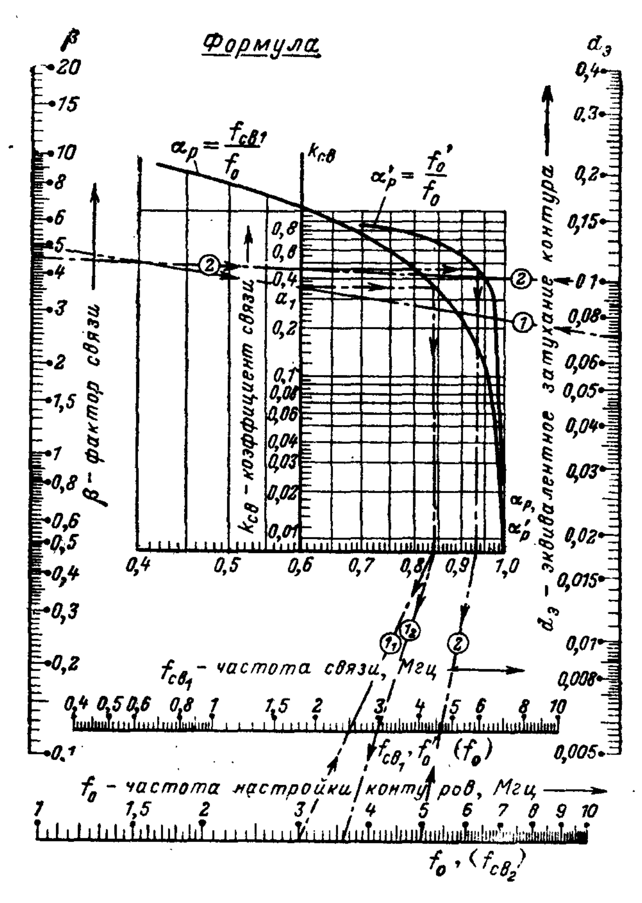


Рис. 6-17. Номограмма для расчета частот связи.

быть найдены по приближенной формуле[1] или номограмме (рис. 6-17)

$$f_{св} \approx f_0\left(1 \pm \frac{k_{св}}{2}\right)$$

(для одной из частот в формуле берется знак плюс, для другой — минус).

Чем сильнее связь между контурамя (больше $k_{св}$), тем дальше расходятся частоты связи (см. рис.6-15) и тем глубже провал, образующийся между горбами максимумов.

Как известно, полоса пропускания определяется в пределах частот, где усиление падает не более чем на 0,7 максимального значения. Поэтому практически используют такую сильную связь, при которой провал на собственной частоте ко́нтуров f_0 не превышает указанного значения (рис. 6-15, кривая *4*). Найденный из это-

[1] Существуют и другие методы слабой связи, например взаимно перпендикулярное расположение контуров, частичное экранирование и т. п.

[1] Формула справедлива при $k_{св}$, незначительно превышающем критический ($\beta_{св} \ d_э < 0,2 \div 0,3$).

го условия коэффициент связи равен

$$k_{\text{св.макс}} = 2{,}41d = 2{,}41/Q.$$

Полоса пропускания такой системы $2\Delta f = 3{,}1 f_{\text{рез}} d = 3{,}1 f_{\text{рез}}/Q$, а ее коэффициенты прямоугольности $K_{\text{п0,1}} = 2{,}32$; $K_{\text{п0,01}} = 7{,}05$.

Дальнейшее увеличение $k_{\text{св}}$ хотя и углубляет провал на резонансной частоте, но увеличивает крутизну склонов кривой. Поэтому в целях наибольшего приближения к прямоугольной форме характеристики связь между контурами делают очень сильной ($k_{\text{св}} \geqslant k_{\text{св.макс}}$), а для ликвидации провала в схему УВЧ или УПЧ вводят дополнительный одиночный контур. Если одиночный контур настроен на собственную частоту связанных контуров, его резонансная кривая «заполняет» провал на этой частоте (рис. 6-16). Коэффициент прямоугольности такой смешанной схемы на уровне 0,1 близок к единице: при $k_{\text{св}} = k_{\text{св.макс}}$ $K_{\text{п0,1}} = 1{,}54$; $K_{\text{п0,01}} = 3{,}0$ (см. табл. 6-2).

Кроме индуктивной, часто применяются и другие виды связи. Коэффициенты связи приближенно определяют по следующим формулам:

для внешнеемкостной связи при условии $C_{\text{св}} \ll C$ и C_2

$$k_{\text{св}} \approx \frac{C_{\text{св}}}{\sqrt{C_1 C_2}};$$

для внутренемкостной связи при условии $C_{\text{св}} \gg C_1$ и C_2

$$k_{\text{св}} \approx \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_{\text{св}}};$$

для автотрансформаторной связи при условии $L_{\text{св}} \ll L_1$ и L_2

$$k_{\text{св}} \approx \frac{L_{\text{св}}}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

Комбинированная индуктивно-емкостная связь (см. рис. 6-14, *е*) широко применяется во входных цепях радиоприемных устройств. Там, где необходима перестройка одного из контуров в широком диапазоне частот, индуктивно-емкостная связь обеспечивает хорошую равномерность коэффициента передачи по диапазону.

Для расчета по номограмме на рис. 6-13 взаимоиндуктивности M или емкости $C_{\text{св}}$ используется величина $\beta_{\text{св}}$ — фактор связи:

$$\beta_{\text{св}} = k_{\text{св}} Q.$$

При $\beta_{\text{св}} \leqslant 1$ частотная характеристика имеет единственный максимум на резонансной частоте; при $\beta_{\text{св}} > 1$ характеристика становится двугорбой с провалом на $f_{\text{рез}}$.

По номограмме определяют отношение M/L или $C_{\text{св}}/C$, где L и C — индуктивность и емкость связанных (одинаковых) контуров фильтра. Затем определяется величина M или $C_{\text{св}}$.

Пример.

Дано: индуктивная связь $\beta_{\text{св}} = 1$; $Q = 125$; $L = 160$ *мкгн*.

Находим: $M/L \approx 0{,}08$; $M \approx 0{,}08 \cdot 160 \approx 13$ *мкгн*.

6-7. ПОЛОСА ПРОПУСКАНИЯ И ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬ СВЯЗАННЫХ КОНТУРОВ

Номограмма на рис. 6-18 дает возможность рассчитать полосу пропускания и избирательность усилителя из n каскадов со связанными контурами.

Кривые на номограмме построены для разных значений фактора связи $\beta_{\text{св}} = k_{\text{св}} Q$, где $k_{\text{св}}$ — коэффициент связи контуров.

Если рассчитывается УПЧ, то в качестве f_0 берут промежуточную частоту $f_{\text{пр}}$; в расчете УВЧ f_0 — средняя частота принимаемого диапазона: $f_0 = f_{\text{ср}} = \sqrt{f_{\text{н}} f_{\text{в}}}$.

Через α на номограмме обозначено отношение максимального коэффициента усиления $K_{\text{макс}}$ к усилению при данной расстройке $K_{\Delta f}$, т. е. $\alpha = K_{\text{макс}}/K_{\Delta f}$ (для одной пары контуров).

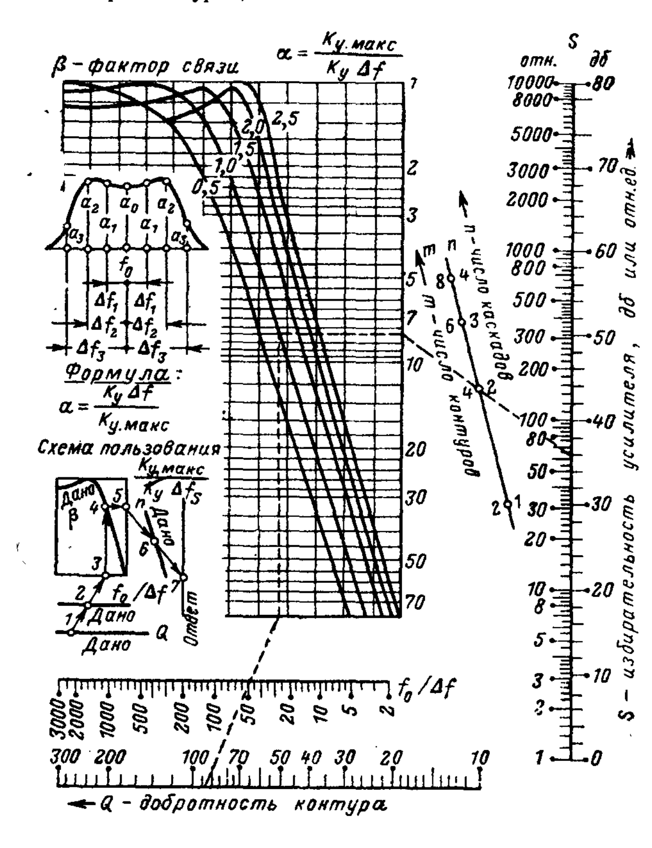


Рис. 6-18. Номограмма для определения полосы пропускания и избирательности связанных контуров.

Номограмма дает возможность построить частотную характеристику усилителя. Для этого берут различные величины расстройки Δf и получают несколько значений α, по которым строится характеристика.

Пример.

Дано: $Q = 90$; $f_0 = 465$ *кгц*; $\Delta f = 10$ *кгц*; $n = 2$; $m = 4$; $\beta_{\text{св}} = 1$ (критическая связь).

Находим: $f_0/\Delta f \approx 46{,}5$; $\alpha \approx 7{,}9$; $S \approx 35{,}8$ *дб* или 60 раз.

6-8. УСТОЙЧИВЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ РЕЗОНАНСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Номограмма на рис. 6-19 дает возможность определить устойчивый коэффициент усиления резонансного усилителя на пентоде или транзисторе $K_{\text{уст}}$.

Максимальным устойчивым усилением каскада (или усилителя) называется такое усиление, при котором сигнал паразитной обратной связи, поступающий с выхода на вход через проходную емкость лампы $C_{пр}$ и другие паразитные емкости, еще не вызывает нарушения нормальной работы усилителя. Такими нарушениями могут быть, кроме самовозбуждения (паразитной генерации), изменения формы резонансной кривой. Допустимое сужение полосы пропускания усилителя за счет положительной обратной связи должно быть не более 10%.

Так как в ламповых каскадах УВЧ и УПЧ применяются высокочастотные пентоды с очень малой проходной емкостью $C_{пр}$ порядка тысячных долей пикофарады, серьезное значение имеет снижение проходной емкости ламповой панели $C_{пан} \approx 0{,}01$ *пф* (для ламп пальчиковой серии) Уменьшения емкости $C_{пан}$ до 0,002—0,003 *пф* можно достичь, разделяя экраном на панели выводы управляющей сетки и анода. Обязательно заземление центрального лепестка панели.

В качестве $C_{уст}$ на номограмме следует брать сумму $C_{пр}+C_{пан}$.

Сдвоенная шкала $\Delta K_{уст}$ и $\beta_{св}$ предназначена для определения поправки, если нагрузкой ступени являются связанные контуры. По известной величине фактора связи получают на той же оси слева поправку $\Delta K_{уст}$, которую суммируют с найденным значением $K_{уст}$.

Если найденный по номограмме на рис. 5-21, *а* коэффициент усиления каскада $K=SR_{экв}$ превышает $K_{уст}$, усилитель неработоспособен и для повышения его устойчивости следует снижать величину сопротивления нагрузки или крутизну лампы. Обычно применяют первый способ путем неполного включения контура в анодную цепь лампы.

Пример.

Дано: лампа 6К4П. $S=4{,}4$ *ма/в*, $C_{уст}=0{,}005+0{,}01=0{,}015$ *пф*, $f_0=465$ *кгц*: $\beta_{св}=1$

Находим: $K_{уст}=23+20$ *дб*; $\Delta K_{уст} \approx 2{,}1$ *дб*; $K_{уст.общ}=45{,}1$ *дб* или 180 раз.

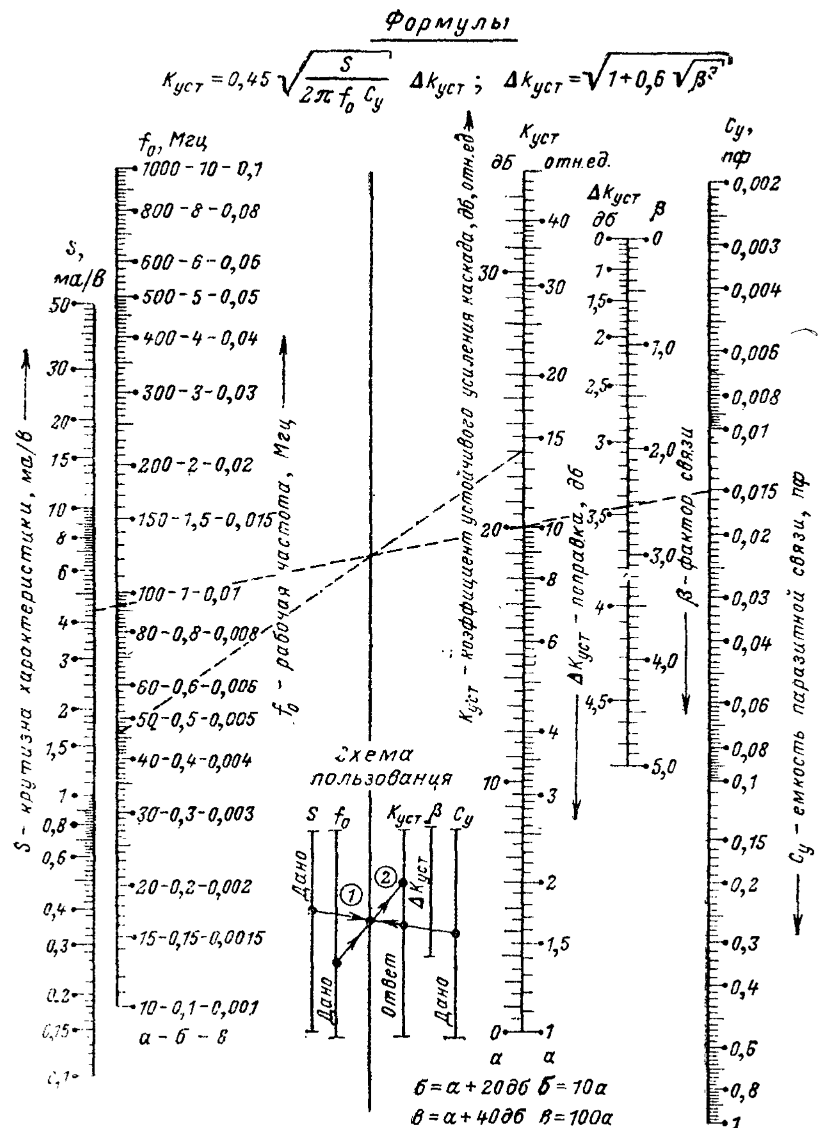


Рис. 6-19. Номограмма для определения устойчивого коэффициента усиления.

6-9. ИНДУКТИВНОСТИ ОДНОСЛОЙНОЙ И МНОГОСЛОЙНОЙ КАТУШЕК БЕЗ СЕРДЕЧНИКА

Номограмма на рис. 6-20 предназначена для определения индуктивности однослойной катушки с точностью не хуже 5% даже без учета шага намотки. При малой толщине провода $d=0{,}1 \div 0{,}2$ *мм* величину D у однослойных катушек принимают равной диаметру каркаса. Если же провод толще 0,2—0,3 *мм*, в качестве D следует брать диаметр намотки, т. е. сумму диаметров провода и каркаса. Если индуктивность однослойной катушки меньше 20 *мкгн*, следует увеличить L в 100 раз, а ответное число витков уменьшить в 10 раз (см. пример 1). Так как почти все контурные катушки снабжаются подстроечными сердечниками (ферритовыми или карбонильными), следует уменьшить индуктивность относительно заданной величины на 5—20% в зависимости от магнитной проницаемости материала и размеров сердечника. У коротковолновых катушек на частотах порядка 4—25 *Мгц* для снижения собственной емкости (см. § 6-12) расстояние между витками — шаг намотки t выбирают равным 1,5—3 диаметрам провода, причем для более высокочастотных катушек применяют провод с $d=0{,}5$—$0{,}8$ *мм* и шаг намотки $t=2d$. Контурные катушки для диапазона УКВ выполняют еще более толстым, желательно посеребренным, проводом диаметром до 1,0—1,5 *мм*

Пример 1.

Дано: $D=12$ *мм*; $l=30$ *мм*; $w=25$ витков

Находим: $l/D=2{,}5$; $L \approx 2{,}5$ *мкгн*.

Ориентировочное значение числа витков катушки малой индуктивности можно определить по графику на рис. 6-23.

Номограмма на рис 6-22 дает возможность определить индуктивность многослойной катушки.

На частотах порядка 0,3—3 *Мгц* (верхняя часть диапазона ДВ и диапазон СВ) наилучшие результаты дает применение лицендрата. На более низких частотах лицендрат не дает преимущества по сравнению с одножильным медным проводом. Для намотки контурных катушек длинноволнового диапазона обычно применяют провода марки ПЭВТЛ, ПЭЛШО или ПЭЛШКО диаметром 0,1—0,18 *мм* а в карманных радиоприемниках — также ПЭЛ и ПЭВ от 0,08 до 0,12 *мм*. Меньший диаметр провода приводит к снижению добротности, а больший заметно увеличивает габариты катушки. В некоторых случаях контурные катушки ДВ, так же как и СВ, выполняют из лицендрата, например марки ЛЭ 5×0,06. Катушки, осуществляющие связь колебательного контура с антенной или лампой, не нуждаются в высокой добротности и могут быть намотаны любым проводом.

Пример 2.

Дано: $D=25$ *мм*; $w=500$ витков; $b=c=12{,}5$ *мм*.

Находим: $L\approx 4\,000$ *мкгн* $=4$ *мгн*.

Способ намотки катушек сказывается в основном на собственной емкости. Катушки диапазона длинных волн в ламповой аппаратуре выполняли до недавнего времени почти исключительно намоткой типа «универсаль», заметно снижающей собственную емкость, однако в связи с применением и в ламповых радиоприемниках малогабаритных катушек их наматывают теперь внавал между щечками (обычно в несколько секций).

Для получения заданной индуктивности в диапазоне частот 0,15—3 *Мгц* малогабаритные контурные ка-

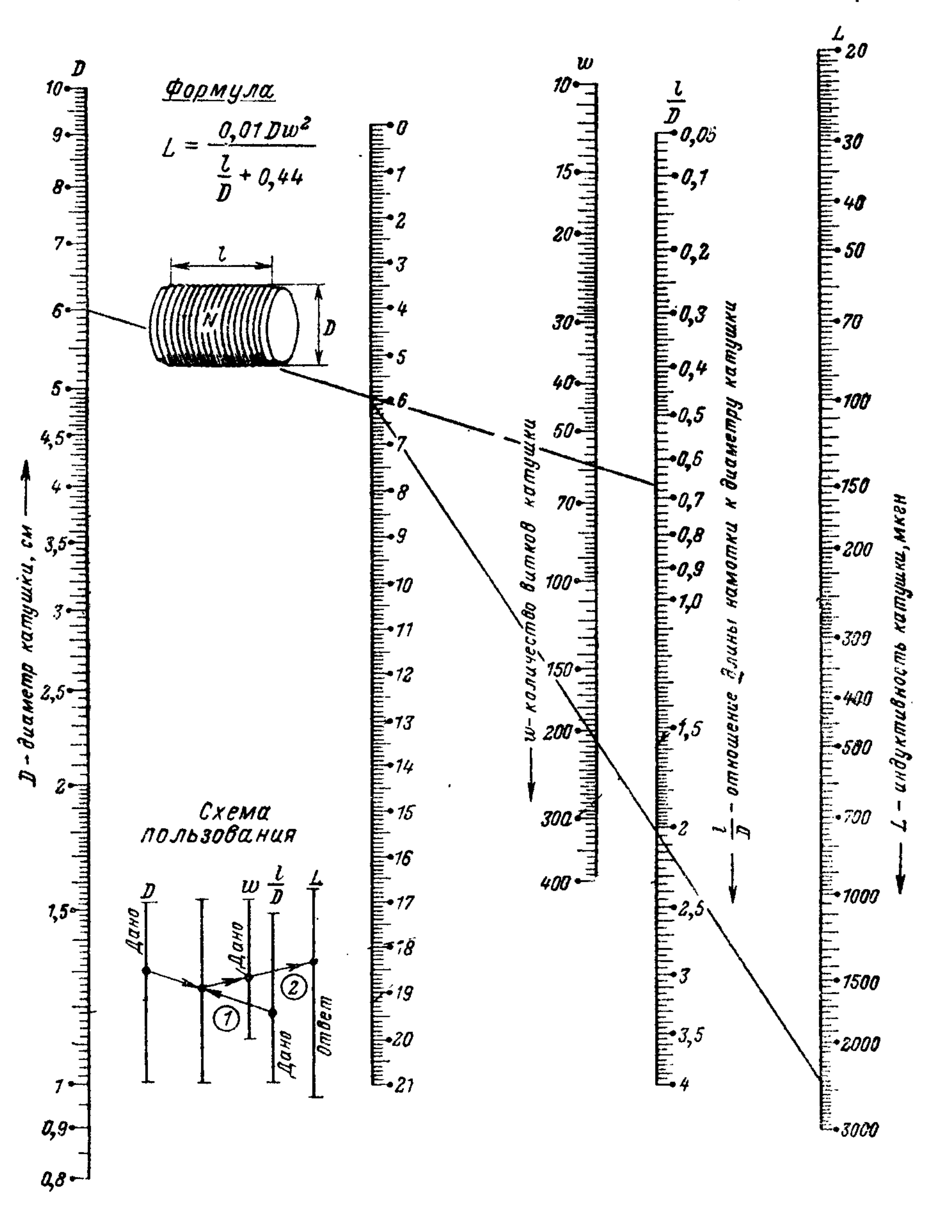


Рис. 6-20. Номограмма для расчета индуктивности однослойных катушек.

тушки помещают в броневые (горшкообразные) ферритовые сердечники типа Б.

Если диаметр имеющегося в наличии каркаса или толщина применяемого провода отличается от приведенных в описании конструкции или взятых на графике (см. рис. 6-23), можно произвести пересчет числа витков катушки по следующим формулам:

$$w = kw_0\sqrt{D_0/D}; \quad w = w_0\sqrt{d_0/d},$$

где w — новое число витков; w_0 — первоначальное число витков; D — новый диаметр каркаса (намотки); D_0 — первоначальный диаметр каркаса (намотки); d — новый диаметр провода; d_0 — первоначальный диаметр провода.

Коэффициент k имеет следующие значения:

Для однослойных обмоток:	Без экрана	С экраном
При уменьшении диаметра каркаса	0,98	0,97
При увеличении диаметра каркаса	1,03	1,07
Для многослойных обмоток:		
При уменьшении диаметра каркаса	0,90	0,82
При увеличении диаметра каркаса	1,13	1,25

Как следует из приведенных выше формул, при увеличении диаметра каркаса или провода, чтобы сохранить заданную индуктивность L, следует уменьшить число витков w.

Пересчет числа витков дает удовлетворительные по точности результаты, если новые значения D или d отличаются от заданных (D_0 или d_0) не более чем на 25%.

6-10. ИНДУКТИВНОСТЬ ТОРОИДАЛЬНЫХ КАТУШЕК С ФЕРРИТОВЫМИ СЕРДЕЧНИКАМИ

Тороидальные катушки индуктивности обладают по сравнению с другими типами катушек наибольшей индуктивностью на единицу объема. Другим достоинством тороидальных катушек является малая величина рассеяния магнитного потока, т. е. незначительное влияние со стороны данной катушки на соседние элементы, что особенно важно, например, в малогабаритной транзисторной радиоаппаратуре с высокой плотностью монтажа.

Применяются тороидальные катушки со стальными, пермаллоевыми и ферритовыми сердечниками. Особенно большое распространение в радиолюбительской практике получили ферритовые сердечники («кольца») малых диаметров с высокой магнитной проницаемостью ($\mu_н = 600 \div 2\,000$).

Номограмма на рис. 6-24, предназначенная для расчета тороидальных катушек с ферритовыми сердечниками, построена по формуле

$$L \approx 1{,}25 \cdot 10^{-5} \frac{\mu w^2}{l_{ср}/S} \text{ (см § 3-12)}.$$

Из этого выражения следует, что индуктивность катушки зависит не только от величины площади поперечного сечения сердечника S, но и от средней длины магнитной силовой линии

$$l_{ср} = \pi \frac{D + d}{2}.$$

С увеличением размера сердечника примерно в одинаковой степени растут как S, так и $l_{ср}$, а их отношение, входящее в формулу индуктивности, остается приблизительно постоянным. Поэтому при одном и том же числе витков индуктивность катушки, намотанной на маленьком и большом «кольцах» с одинаковой проницаемостью, будет примерно одна и та же. Большее кольцо имеет преимущество только в том случае, когда необходимо намотать значительное количество витков.

Так как промышленность выпускает определенный ассортимент ферритовых кольцевых сердечников, удобно, не вычисляя отдельно величин S и $l_{ср}$, необходимых для определения индуктивности, взять из табл. 6-3 для данного типоразмера сердечника отношение $S/l_{ср}$.

При слабых переменных магнитных полях и отсутствии тока подмагничивания действующая (динамическая) магнитная проницаемость $\mu_д$ равна начальной $\mu_н$. Величина начальной магнитной проницаемости входит в марку феррита, например сердечник типа 600НМ1 имеет $\mu_н = 600$.

При увеличении амплитуды переменного тока в обмотке сердечника проницаемость $\mu_д$, а следовательно, и индуктивность катушки возрастают (до 1,5—2 раз в зависимости от марки феррита и величины тока).

С ростом величины постоянного подмагничивающего тока проницаемость сердечника $\mu_д$ и индуктивность L падают также в зависимости от типа феррита и величины тока (рис. 6-21).

Если катушка должна работать с изменяющимся током подмагничивания, наиболее эффективная мера сохранения относительно постоянной величины индуктивности — введение немагнитного (обычно воздушного) зазора в сердечник. В кольцевых сердечниках это достигается разламыванием кольца на две части и последующим склеиванием половинок.

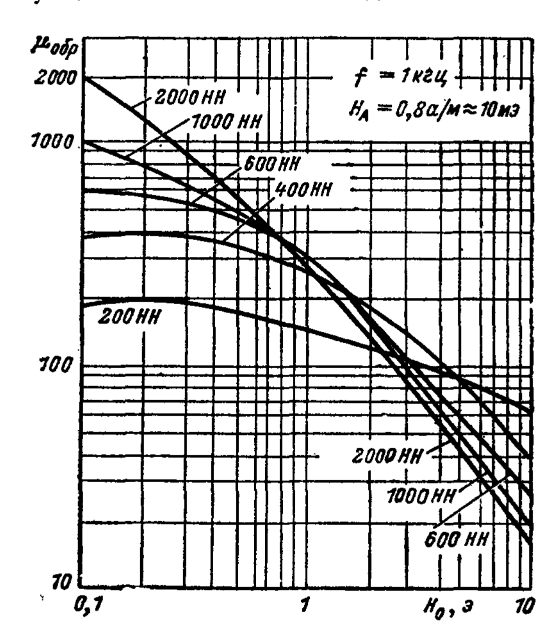


Рис. 6-21. Зависимость магнитной проницаемости ферритов от постоянного подмагничивания. ($\mu_{обр}$ — обратная магнитная проницаемость).

Пример.
Дано: $L = 40$ *мгн*; К10×6×3; $\mu_н = 1\,500$; $l_{ср}/S = 42$.
Находим: $w \approx 300$ витков.

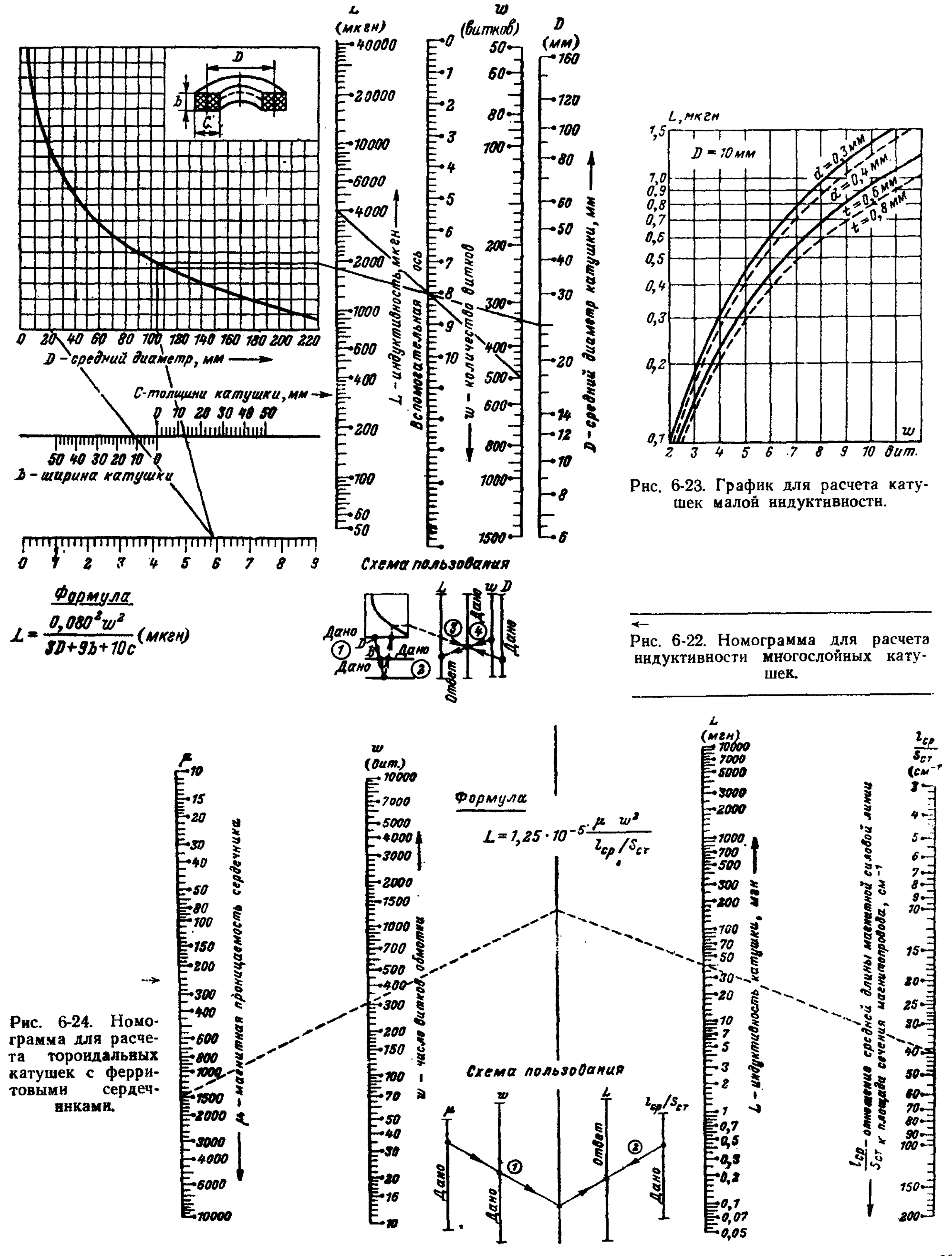


Рис. 6-23. График для расчета катушек малой индуктивности.

Рис. 6-22. Номограмма для расчета индуктивности многослойных катушек.

Рис. 6-24. Номограмма для расчета тороидальных катушек с ферритовыми сердечниками.

Таблица 6-3

Сердечники кольцевые прямоугольного сечения из магнитомягких ферритов

Типоразмер кольца (наружный и внутренний диаметры, высота) $D\times d\times h$, *мм*	Средняя длина магнитной силовой линии $l_{ср}$, *см*	Площадь сечения сердечника S_c, *см²*	Параметр сердечника $l_{ср}/S_c$, *1/см*	Площадь окна сердечника S_o, *см²*	Марка феррита[1]																				
					6000НМ	4000НМ	3000НМ	2000НМ 2000НН	1500НМ	1000НМ 1000НН	700НМ	600НН	400НН	300НН	200НН	150НН 150ВЧ	100ВЧ	90НН	60НН	55НН	50ВЧ	35НН	30ВЧ	20ВЧ	10ВЧ
К3×2,2×1	0,82	0,004	205	0,038						+															
К4×2,5×1,2	1,02	0,009	113	0,049	+			+	+	+											+				
К4×2,5×1,6	1,02	0,012	85	0,049																			+	+	
К5×3×1	1,26	0,01	126	0,071																	+		+	+	
К5×3×1,5	1,26	0,015	84	0,071	+			+	+	+	+														
К6×2,5×3,5	1,34	0,061	22	0,049							+														
К6×3×2,4	1,42	0,036	39,5	0,071																	+				
К7×4×1,5	1,73	0,025	77	0,126	+					+															
К7×4×2	1,73	0,03	58	0,126				+	+	+	+	+	+		+						+		+	+	
К10×3×3	2,04	0,105	19,5	0,071																				+	
К10×5×2,5	2,36	0,0625	37,8	0,196																					+
К10×5×3,8	2,36	0,095	25	0,196																					+
К10×6×2	2,52	0,04	63	0,283				+		+															
К10×6×3	2,52	0,06	42	0,283	+	+	+	+	+	+	+													+	

Техническая Библиотека Володина В. Я.

Продолжение табл. 6-3

Типоразмер кольца (наружный и внутренний диаметры, высота) $D\times d\times h$, *мм*	Средняя длина магнитной силовой линии $l_{ср}$, *см*	Площадь сечения сердечника S_c, *см²*	Параметр сердечника $l_{ср}/S_c$, *1/см*	Площадь окна сердечника S_o, *см²*	Марка феррита																				
					6000НМ	4000НМ	3000НМ	2000НМ 2000НН	1500НМ	1000НМ 1000НН	700НМ	600НН	400НН	300НН	200НН	150НН 150ВЧ	100ВЧ	90НН	60НН	55НН	50ВЧ	35НН	30ВЧ	20ВЧ	10ВЧ
К10×6×4	2,52	0,08	31,5	0,283				+																	+
К10×6×4,5	2,52	0,09	28	0,2 3				+		+															
К12×5×5,5	2,67	0,193	14	0,196				+		+															
К12×6×3	2,83	0,09	31,5	0,283																					+
К12×6×4,5	2,83	0,135	21	0,283								+	+								+		+	+	+
К12×8×3	3,14	0,06	52	0,501				+		+															
К16×8×6	3,77	0,24	15,7	0,501				+	+	+											+		+	+	
К16×10×4,5	4,09	0,135	30	0,785	+	+	+	+	+	+	+	+	+												
К17,5×8,2×5	4,04	0,233	17,3	0,53			+	+		+															
К18×14×12	5,03	0,24	21	1,54				+		+															
К20×10×5	4,72	0,25	19	0,785	+		+	+	+	+											+		+	+	
К20×10×7,5	4,72	0,375	12,6	0,785								+			+										
К20×12×4	5,03	0,16	31,5	1,13										+	+				+						+
К20×12×6	5,03	0,24	21	1,13	+	+	+	+	+	+	+														
К21×11,3×5	5,08	0, 43	20,9	1,01				+																	
К28×16×6	6,91	0,36	19,2	2,01										+	+				+						+
К28×16×9	6,91	0,54	12,8	2,01	+	+	+	+	+	+															
К31×18,5×7	7,78	0,438	17,8	2,69		+		+		+															
К32×16×8	7,55	0,64	11,8	2,01				+		+			+								+		+	+	
К32×16×12	7,55	0,96	7,8	2,01				+	+	+			+												

Продолжение табл. 6-3

Типоразмер кольца (наружный и внутренний диаметры, высота) $D \times d \times h$, *мм*	Средняя длина магнитной силовой линии $l_{ср}$, *см*	Площадь сечения сердечника S_c, *см²*	Параметр сердечника $l_{ср}/S_c$, 1/*см*	Площадь окна сердечника S_o, *см²*	Марка феррита[1]																				
					6000НМ	4000НМ	3000НМ	2000НМ 2000НН	1500НМ	1000НМ 1000НН	700НМ	600НН	400НН	300НН	200НН	150НН 150ВЧ	100ВЧ	90НН	60НН	55НН	50ВЧ	35НН	30ВЧ	20ВЧ	10ВЧ
К32×18×8	7,85	0,56	14	2,55		+																			
К32×20×6	8,17	0,36	22,7	3,14										+	+				+						+
К32×20×9	8,17	0,54	15,1	3,14	+		+																		
К38×24×7	9,75	0,49	20,0	4,52			+	+		+															
К40×25×7,5	10,22	0,562	18,1	4,91				+		+		+	+		+										
К40×25×11	10,22	0,825	12,4	4,91	+	+	+	+	+	+															
К45×28×8	11,48	0,68	16,8	6,15			+	+		+		+			+					+					
К65×40×6	16,5	0,75	22	12,6		+								+	+				+						+
К65×40×9	16,5	1,08	15,3	12,6										+	+				+						+
К65×50×6	18,1	0,45	40,1	19,6																+					
К80×50×7,5	20,4	1,13	18,1	19,6										+	+				+	+					+
К100×60×15	25,2	3,0	8,4	28,3								+													
К110×85×10	30,6	1,25	24,5	56,7																+					
К125×80×8	32,2	1,8	17,9	50,1												+									
К125×80×12	32,2	2,7	11,9	50,1								+		+	+				+						+
К125×80×18	32,2	4,05	8,0	50,1										+	+				+						+
К145×90×20	36,9	5,5	6,7	63,6										+	+				+						+
К180×110×20	45,6	7,0	6,5	95,0										+	+				+						+
К180×115×12	46,4	3,91	11,8	104																		+			

[1] Число в марке феррита означает номинальное значение начальной магнитной проницаемости $\mu_н$; буквы — область применения и состав феррита: НМ — низкочастотный, марганцево-цинковый; НН — низкочастотный, никелево-цинковый; ВЧ — высокочастотный (выше 5 *Мгц*).

Примечание. Знаком «+» обозначены изготавливаемые типоразмеры колец с данной проницаемостью.

Проверка размещения обмотки на тороидальном сердечнике производится по формуле

$$D_в = \sqrt{(D_о - 2\varepsilon_с)^2 - \frac{wd_{из}^2}{k_у}} - 2\varepsilon_{кат},$$

где $D_в$ — внутренний диаметр обмотки (просвет); $D_о$ — внутренний диаметр сердечника (диаметр окна); $\varepsilon_с$ — толщина изоляции сердечника (в среднем $\varepsilon_с = 0{,}2 \div 0{,}5$ *мм*); $k_у$ — коэффициент укладки провода; $\varepsilon_{кат}$ — толщина изоляции катушки, *мм*; $d_{из}$ — диаметр провода в изоляции, *мм*.

Коэффициент укладки провода имеет для тороидальных обмоток следующие ориентировочные значения:

$d_{из}$, *мм*	0,08—0,31	0,31—0,5	0,5—2,1
$k_у$	0,6—0,7	0,7	0,7—0,45

При нескольких обмотках по приведенной формуле вычисляются последовательно внутренние диаметры $D_{в1}$, $D_{в2}$ и т. д., причем во второй раз в качестве D_0 подставляют найденное значение $D_{в1}$.

Внутренний диаметр полной обмотки должен быть больше минимального технологического просвета $D_{в.мин}$, определяемого способом намотки (вручную, на станке) и типоразмером сердечника. Для маленьких колец с обмотками из тонкого провода ($d = 0{,}08 \div 0{,}12$ *мм*) бывает достаточным $D_{в.мин} = 3 \div 5$ *мм*, для больших 10—15 *мм*.

Если обмотка (или обмотки) не помещается в окне выбранного тороида, следует взять больший типоразмер сердечника. В случае необходимости использовать имеющиеся в наличии кольца, можно сложить вместе два-три кольца. Это приводит к снижению отношения $l_{ср}/S_с$ и уменьшению числа витков при той же индуктивности по сравнению с катушкой, намотанной на одном кольце. При двух кольцах, сложенных вместе, число витков следует уменьшить в 1,4 раза, при трех — в 1,73 раза.

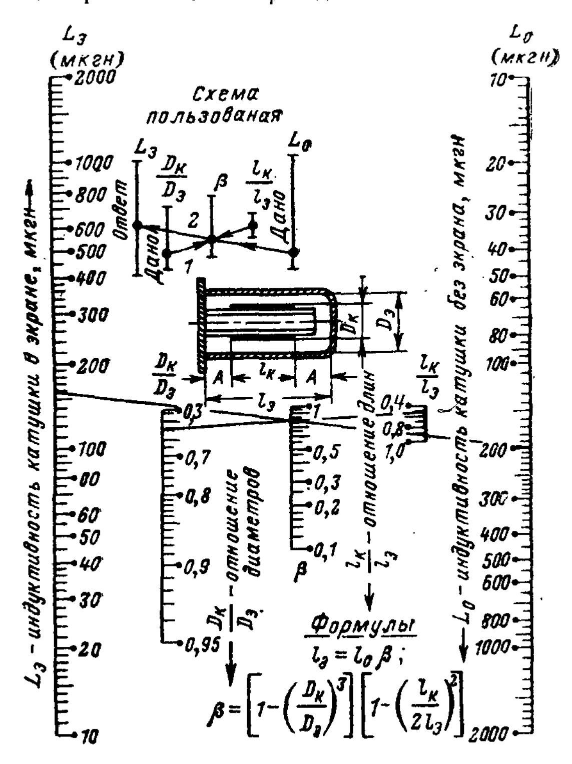


Рис. 6-25. Номограмма для расчета индуктивности экранированной катушки.

6-11. ИНДУКТИВНОСТЬ ЭКРАНИРОВАННОЙ КАТУШКИ

Номограмма на рис. 6-25 предназначена для расчета индуктивности экранированной катушки.

Основные трудности в экранировании контурных катушек заключаются в том, что экран, действуя как короткозамкнутый виток, индуктивно связанный с контуром, вносит в него заметные потери. Эти потери на вихревые токи в экране тем больше, чем ближе диаметры экрана и катушки. Чтобы не вызвать значительного ухудшения добротности контура, а также роста собственной емкости катушки, диаметр и длина экрана должны превышать соответствующие размеры катушки не менее чем в 2 раза. Уменьшение отношения $D_э/D_к$ до 1,6 вызывает увеличение потерь в контуре за счет экрана до 20%.

Дополнительное затухание, вносимое экраном, можно определить по формуле

$$d_э = 0{,}23\sqrt{\rho/f_{рез}},$$

где ρ — удельное сопротивление материала экрана, *ом·см*; $f_{рез}$ — резонансная частота контура, *Мгц*.

Затем определяют результирующую добротность экранированной катушки по формуле

$$Q_{э.к} = \frac{1}{d_э + d_к} = \frac{1}{d_{экв}}$$

или по номограмме на рис. 6-6 (средняя ось).

Пример.

Дано: $D_к = 50$ *мм*; $D_э = 90$ *мм*; $l_к = 50$ *мм*; $l_э = 110$ *мм*; $L_0 = 200$ *мкгн*.

Находим: $D_к/D_э \approx 0{,}55$; $l_к/l_э \approx 0{,}46$; $\beta \approx 0{,}78$; $L_э \approx \approx 160$ *мкгн*.

6-12. ДЕЙСТВУЮЩАЯ ВЫСОТА ПРИЕМА РАМОЧНОЙ И МАГНИТНОЙ АНТЕНН

Номограмма на рис. 6-26 дает возможность определить действующую (эффективную) высоту приема рамочной антенны.

Действующая высота антенны $h_д$ — основной параметр, характеризующий ее приемные и излучающие свойства.

При умножении значения действующей высоты антенны $h_д$ на напряженность электромагнитного поля в точке приема получают э. д. с сигнала на входе радиоприемника. Наоборот, зная чувствительность по напряжению со входа приемника $E_{вх}$ и $h_д$, легко вычислить чувствительность по полю.

Действующая высота антенны зависит от ее геометрических размеров и конфигурации; у рамочной антенны, кроме того, от числа витков, а у ферритовой — от магнитной проницаемости сердечника.

Действующая высота рамочной антенны очень невелика по сравнению с $h_д$ длинных (внешних) антенн, однако рамка вновь начинает использоваться как встроенная антенна для КВ диапазонов транзисторных радиоприемников.

Число витков встроенной рамки берут от одного до четырех в зависимости от габаритов приемника и диапазона частот. Для полностью растянутых диапазонов рекомендуется одновитковая рамка.

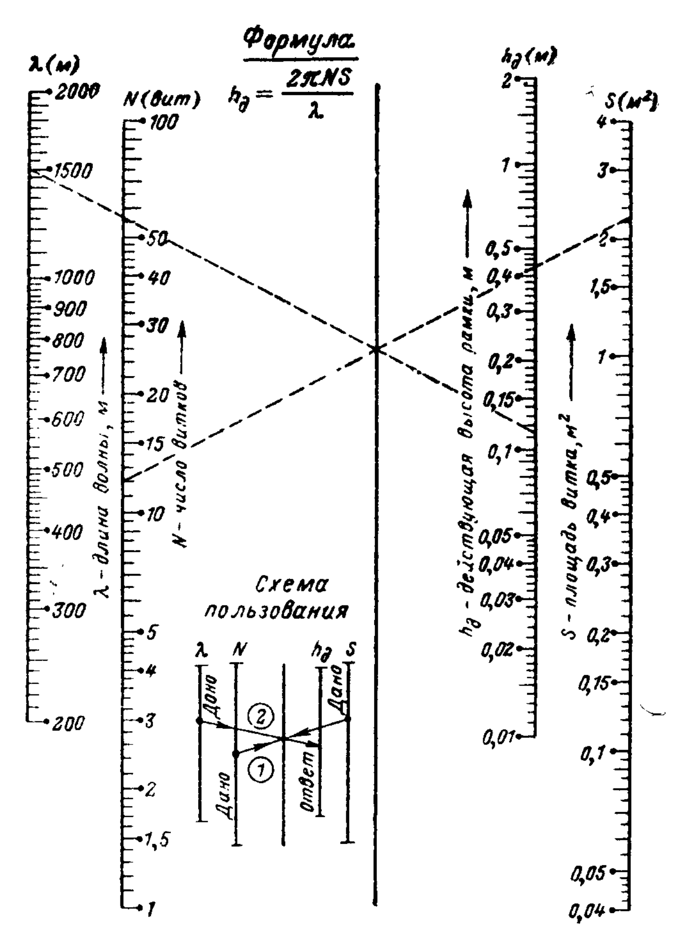


Рис. 6-26. Номограмма для расчета действующей высоты рамочной антенны.

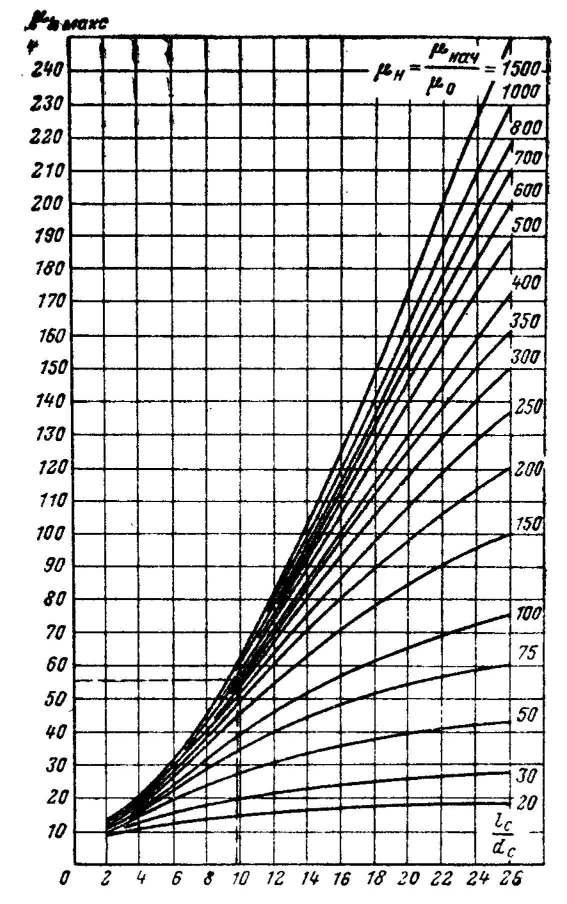


Рис. 6-27. Номограмма для определения магнитной проницаемости материала сердечника.

Как правило, встроенная рамка используется в качестве индуктивности настраиваемого входного контура, поэтому ее параметры не могут быть выбраны произвольно.

Если внутрь обмотки рамки ввести ферромагнитный сердечник, это вызовет изгиб магнитных силовых линий поля. Так как магнитное сопротивление сердечника значительно меньше, чем воздуха, плотность магнитного потока внутри рамки увеличится.

Введение сердечника вызывает увеличение индуцируемой в антенне э. д. с. в μ_h раз по сравнению с воздушной рамкой (где μ_h — средняя магнитная проницаемость сердечника). Это эквивалентно увеличению действующей высоты антенны также в μ_h раз. Следует учесть, что при введении сердечника одновременно увеличивается в μ_L раз индуктивность катушки, и при заданной индуктивности приходится в $1/\sqrt{\mu_L}$ раз уменьшать число ее витков, т. е. уменьшить $h_д$.

Действующая высота ферритовой антенны равна:

$$h_д = 2\pi \frac{wS_к}{\lambda} \mu_h.$$

Эта формула верна для случая, когда сечения магнитного сердечника и катушки примерно равны ($S_к \approx S_c$). Такое условие соблюдается в магнитных антеннах радиоприемников, где катушки намотаны непосредственно на сердечнике.

Величина μ_h зависит от относительных размеров (длины) сердечника и катушки, расположения катушки на сердечнике и его формы.

Максимальная магнитная проницаемость $\mu_{h\,макс}$ получается для узкой катушки ($l_к/l_c \ll 1$), расположенной посреди сердечника. В то же время $\mu_{h\,макс}$ всегда меньше начальной магнитной проницаемости материала сердечника $\mu_н$, указываемой в маркировке ферритового стержня.

На рис. 6-27 приводится номограмма (семейство зависимостей) для определения максимальной магнитной проницаемости сердечника $\mu_{h\,макс}$ по его геометрическим размерам и начальной проницаемости материала $\mu_н$.

Добротность настроенной магнитной или рамочной антенны лежит в пределах от нескольких десятков до нескольких сотен. Во избежание существенного снижения добротности контура базовая цепь транзистора УВЧ или смесителя подключается к отводу катушки (неполное включение контура) или же применяется один из индуктивных или емкостных видов связи при коэффициенте включения $p < 1$ (см. § 6-3).

Пример.

Дано: $\lambda_{ср} = 300$ *м* (СВ); $w = 80$ витков; сердечник 600 НН, 8×80 ($d_c = 8$ *мм*; $l_в = 80$ *мм*; $\mu_н = 600$).

Находим: $S_к \approx S_c \approx 0{,}5 \cdot 10^{-3}$ *м²*; увеличив S_c в 1 000 раз и уменьшив во столько же раз, ответ получим по номограмме на рис. 6-27: $h'_д \approx 0{,}85 \cdot 10^{-3}$ *м*; $l_c/d_c = 10$; $\mu_{h\,макс} \approx 55$ (по номограмме на рис. 6-27); $h_д = h'_д \mu_h \approx 4{,}5$ *см*.